Margareta Simonescu

Proiectarea unitară a circuitelor electronice

Scanned with OKEN Scanner

SERIA PRACTICĂ

- **Automatică**
- **Informatică**
- **Electronică**
- **Management**

E. Samal. **Tehnica reglării. Manual practic**
S. Bajureanu, A. Bălăcescu, M. Epure, I. Burlacu. **Elemente şi sisteme pneumatice**
I. Flores. **Practica programării calculatoarelor**
F. G. Shinskey. **Practica sistemelor de reglare automată**
E. J. McCarty ş.a. **Sisteme integrate de prelucrare a datelor în conducerea activităţii economice**
M. Dumitrescu, P. Isac, P. Turcu, M. Ene (coordonatori). **Organizarea conducerii, producţiei şi muncii**
C. Simbotin, Cl. Tanasiciuc. **Comutaţia statică în automatică**
M. K. Starr. **Conducerea producţiei. Sisteme şi sinteze**
V. Crăciunoiu ş.a. **Elemente de execuţie**
A. Vlădescu ş.a. **Radioreceptoare**
M. Mayer. **Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutaţie forţată**
G. Moltgen. **Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutaţie de la reţea**
L. Zamfirescu, I. Opsescu. **Automatizarea cuptoarelor industriale**
I. Papadache. **Automatica aplicată, ediţia I şi a II-a**
Şt. Alexandru. **Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului**
V. H. Lisicikin. **Prognoza tehnico-ştiinţifică în ramurile industriei**
G. Raymond. **Tehnica televiziunii în culori**
J. J. Samuelly, J. Pignaret, A. Sarazin. **Instrumentaţia electronică în fizica nucleară**
T. Homoş. **Capacitatea de producţie în construcţii de maşini**
S. Radu, D Filoti. **Centrale telefonice automate. Sisteme de comutaţie**
R. Stere ş.a. **Tranzistoare cu efect de cîmp**
D. N. Sapiro. **Proiectarea radioreceptoarelor**
V. Antonescu, M. Popovici. **Ghid pentru controlul statistic al calităţii producţiei**
N. Stanciu ş.a. **Tehnica imaginii în cinematografie şi televiziune**
P. Vezeanu, Şt. Pătraşcu. **Măsurarea temperaturii în tehnică**
T. Penescu, V. Petrescu. **Măsurarea presiunii în tehnică**
P. Popescu, P. Mihordea. **Măsurarea debitului în tehnică**
P. Vezeanu. **Măsurarea nivelului în tehnică**
C. Hidoş, P. Isac (coordonatori). **Studiul muncii, vol. I—VIII**
V. Baltac ş.a. **Calculatorul FELIX C-256. Structură şi programare**
G. Sonea, M. Sileţchi. **Creşterea planificată a productivităţii muncii**
R. L. Morris. **Proiectarea cu circuite integrate TTL**
I. Stăncioiu. **Eficienţa economică a asimilării de utilaje noi**
Ishikawa Kaoru. **Controlul de calitate pentru maiştri**
Magnus Radke. **222 măsuri pentru reducerea costurilor**
A. M. Buhtiarov ş.a. **Culegere de probleme de programare**
P. Constantinescu, C. V. Negoiţă. **Sisteme informative, modele ale conducerii şi sistemelor conduse**
E. S. Buffa. **Conducerea modernă a producţiei, vol. I şi II**
A. Vătăşescu ş.a. **Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare**
A. Nadolo. **Măsurarea volumului şi cantităţii lichidelor în industrie**
Ch. Jones. **Design. Metode şi aplicaţii**
Gh. Pisău ş.a. **Elaborarea şi introducerea sistemelor informatice**
C. Hidoş. **Analiza şi proiectarea circuitelor informaţionale în unităţile economice**
A. Vătăşescu ş.a. **Circuite integrate liniare. Manual de utilizare**
M. Silişteanu ş.a. **Scheme de televizoare, magnetofoane, picupuri vol. *1* şi *2* ed. a II-a**
D. W. Davies, D. L. Barber. **Reţele de interconectare a calculatoarelor**
V. Pescaru ş.a. **Fişiere, baze şi bănci de date**
D. Patriche. **Marketing industrial**
Gh. Baştiurea ş.a. **Comanda numerică a maşinilor-unelte**
N. Sprînceană, R. Dobrescu, Th. Borangiu. **Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme**
M. Florescu, E. Niculescu-Mizil ş.a. **Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică**
S. Călin, M. Tertişco, I. Dumitrache, ş.a. **Optimizări în automatizări industriale**
S. Maican. **Sisteme numerice cu circuite integrate**
I. Ristea ş.a. **Manualul muncitorului electronist**

Scanned with OKEN Scanner

Conf. dr. ing. **Margareta Simonescu**

Proiectarea unitară a circuitelor electronice

Editura tehnică
București

Scanned with OKEN Scanner

Redactor : ing. **Smaranda Dimitriu**
Tehnoredactor : **Maria Trăsnea**
Coperta seriei : **Constantin Guluță**

Bun de tipar 21.06.1982
Coli de tipar 13,25
C.Z. 621.385.001.12

Întreprinderea poligrafică „Oltenia"
CRAIOVA, str. Mihai Viteazu nr. 4
Cd. 312/1981

Scanned with OKEN Scanner

PREFAȚĂ

În decursul a 36 ani, dezvoltarea economico-socială a țării a cunoscut o amplificare continuă atît extensivă cît și intensivă prin munca întregului popor, prin adeziunea sa deplină la realizarea măreților obiective înscrise în planurile și programele de edificare a României socialiste. Printre aceste obiective s-a aflat și crearea industriei electronice, de dispozitive, de circuite, de aparatură, de agregate electronice, crearea unei școli românești de electronică. Faptul că electronica românească se înscrie azi ca o realitate activă în cîmpul tehnico-științific al țării este un succes al politicii Partidului Comunist Român, un succes al socialismului în România.

Acum, Directivele Congresului al XII-lea al Partidului Comunist Român cu privire la dezvoltarea economico-socială a României în cincinalul 1981—1985 și orientările de perspectivă pînă în 1990 au drept coordonată esențială trecerea obligatorie la o nouă calitate. Necesitatea ei a fost subliniată încă de la Plenara comună a C.C. al P.C.R. și Consiliului Suprem al Dezvoltării Economice și Sociale a României de către secretarul general al P.C.R., tovarășul Nicolae Ceaușescu: „trecerea la o nouă calitate, pe baza acumulărilor cantitative din toate domeniile, se impune acum ca o necesitate obiectivă, ..., pentru crearea condițiilor de înfăptuire a societății comuniste în România" [1].

Congresul al XII-lea al P.C.R. a dezbătut și adoptat „Programul de cercetare științifică, dezvoltare tehnologică și de introducere a progresului tehnic pînă în 1990 și direcțiile principale pînă în anul 2000". Acest program este înlocuit pe trei etape: 1985, 1990, 2000 și are în vedere ca cercetarea și activitatea tehnologică să răspundă atît cerințelor din planul cincinal curent dar și să devanseze cu un cincinal sau chiar cu mai mult activitatea economică. Evident, din acest context nu lipsește electronica, declarată ramură prioritară în economia noastră, a cărei dezvoltare continuă va pune o marcă hotărîtoare în accentuarea revoluției tehnico-științifice la noi în țară, la îndeplinirea dezideratului ca deceniul 1980—1990 să devină „deceniul științei, tehnologiei, calității și eficienței".

Una din laturile trecerii la o nouă calitate o constituie consolidarea unei dezvoltări extensive, fructificarea maximală a unor cunoștințe ramificate, ceea ce constituie expresia unei dezvoltări intensive. Aceasta este o soluție valabilă atît cercetării tehnologice cît și celei teoretice sau de proiectare.

Lucrarea de față, cu un fond teoretic-aplicativ, reprezintă o încercare de sinteză a cunoștințelor actuale privitoare la tratarea și proiectarea circuitelor electronice.

Prin aceasta ea exprimă un efort dirijat în sensul dezvoltării intensive menționate mai sus, în sensul surprinderii unei noi calități care să fie de folos atît cunoașterii aspectelor științifice, cît și proiectării, aspectelor practice, care să le îmbogățească.

Se știe că realizarea unui tip de dispozitiv este însoțită de elaborarea schemelor de utilizare a acestuia, de descrierea proceselor fizice din dispozitiv și din schemele practice, de experimentări ale performanțelor lor, de elaborarea metodelor de pro-

[1] Nicolae Ceaușescu, Cuvîntare la Plenara comună a C.C. al P.C.R. și Consiliului Suprem al Dezvoltării Economice și Sociale a României, „Scînteia" nr. 11469 din 7 iulie 1979.

Scanned with OKEN Scanner

iectare cu diferite grade de aproximare a fenomenelor reale. Această activitate s-a dus și se duce permanent în electronică, în această știință care are o vechime de circa o sută de ani. Restrîngînd în cuvinte această muncă intensă depusă de electroniști, de toți cei împătimiți de electronică, se poate spune că fiecare generație tehnologică a dus la crearea propriei sale teorii, metodici de experimentare și de proiectare.

Așa încît astăzi, printr-o evoluție rapidă în tehnologie, deși este una din cele mai tinere științe, electronica de circuit este foarte diversificată. Împrumutînd expresia care sugerează în biologie succesiunea speciilor, urmează că impactul tehnologiei a impulsionat dezvoltarea teoriei pe arborele tehnologic al electronicii, *arbore extrem de ramificat.*

În lucrare se suprapun cîteva din ramurile acestui arbore, nu arbitrar, ci în baza unor argumente raționale stimulate de prezența unor aspecte funcționale unificatoare, și se elaborează o teorie unitară a circuitelor electronice. Relațiile stabilite în cadrul ei formează baza teoretică pentru formularea proiectării electrice unitare a circuitelor electronice. Volumul de față al lucrării este destinat teoriei unitare a circuitelor electronice, stabilirii relațiilor generalizate de calcul a acestora, a caracteristicilor lor funcționale, proiectării electrice unitare a circuitelor electronice în ansamblu. Volumul următor este destinat aplicării teoriei unitare și dezvoltării proiectării electrice unitare la circuitele electronice de comutație.

Pentru a putea ajunge la rezultatele sintetice menționate, a fost necesară o investigare a laturilor unificatoare între dispozitive, între funcțiunile lor în circuite, între circuite, între ansambluri de circuite. Această investigare a condus la concluzia că aceste laturi unificatoare există. În baza lor s-au elaborat conceptele de funcții electronice fundamentale, de dispozitiv electronic abstract neliniar (DNL), de circuit electronic abstract care să îndeplinească funcțiile electronice fundamentale, s-a demonstrat că schema electrică echivalentă în regim dinamic a DNL este reductibilă la un cuadripol abstract generalizat (CUAG), iar ansamblurile de circuite electronice de diferite funcționalități sînt reductibile la ansambluri de CUAG echipate cu sarcini și cuplaje exterioare.

În lucrare, pentru a ușura cercetarea funcționării dispozitivelor electronice, se propune și o clasificare a acestora în raport cu natura fluxului reglat cu mijloace electromagnetice, distingîndu-se dispozitive cu flux magnetic (DFM) și dispozitive cu flux de purtători de sarcină (DFPS). Ultima categorie s-a considerat alcătuită din clase tehnologice, principalele clase tehnologice fiind următoarele: tuburile cu gaz (TCG), tuburile cu vid (TCV), tranzistoarele bipolare (TB), tranzistoarele unipolare (TU). Pentru ca relațiile generalizate să poată fi ușor adaptate proiectării concrete, în lucrare se pun în evidență și modificările pe care le impune clasa tehnologică luată în considerație; aceste modificări sînt numite în lucrare: „criteriile de particularizare tehnologică" (CPT).

Întregul material este rodul unei munci de căutări de circa 20 de ani în proiectarea și realizarea de aparatură electronică, în cercetarea tehnologică și în modelarea de dispozitive active. Prin organizarea sistemică inedită introdusă în studiul circuitelor electronice, această lucrare originală reprezintă o sinteză pe criterii funcționale a acestor circuite, algoritmizîndu-se în cadrul ei relațiile unitare de proiectare și pregătindu-se baza analitică a proiectării electrice unitare a circuitelor electronice asistată de calculatorul electronic (CE).

Avantajul lucrării constă în aceea că oferă o viziune unitară asupra performanțelor și calculului circuitelor electronice, iar pentru automatizarea acestor calcule ea pune la dispoziție relații generale, ușor particularizabile tehnologic sau

Scanned with OKEN Scanner

din alt punct de vedere, relații pe baza cărora se pot găsi soluții optimizate pentru circuitele electronice în raport cu variația oricărui parametru ce le-ar influența funcționarea.

Lucrarea constituie, de asemenea, unul din răspunsurile școlii românești de proiectare în electronică date deziderateIor moderne de automatizare a proiectării circuitelor electronice în ansamblu, întrucît calculul CUAG nu este restrictiv; el e adaptabil oricăror condiții de funcționare (din clasă A, pînă la comutația forțată) și oricărei modelări analitice propuse pentru dispozitivul activ.

Pentru o mai rapidă notare a claselor tehnologice a parametrilor, a ansamblurilor de circuite, a proceselor fizice ce le caracterizează și a altor aspecte, s-a introdus în lucrare un limbaj formal, care are în parte și simboluri din teoria mulțimilor.

Prin conținutul ei, lucrarea se adresează tuturor electroniștilor-studenți, subingineri, ingineri — inclusiv automatiștilor și cibernetic ienilor; ea prezintă interes și pentru electrotehnicieni, pentru cei specializați în aparatură electronică de bord și chiar în biologie sau biologie-electronică.

* * *

Autoarea dorește să aducă mulțumirile sale conducerii Academiei militare tovarășului general de armată Ion Tutoveanu, care a sprijinit, încă de la apariția în germene a acestei teorii, 1971—1972, predarea ei studenților electroniști militari și a aprobat toate modificările pe care le-a atras introducerea ei în desfășurarea formelor practice de lucru cu studenții, manifestînd față de noua concepție științifică și metodică o încredere care o onorează pe autoare. De asemenea, autoarea dorește să mulțumească tovarășului general maior doctor inginer Ioan Angheloiu, care a susținut cu tărie modernizarea electronicii de circuit la facultatea de profil a Academiei militare, organizînd din proprie inițiativă trei schimburi de experiență metodică referitoare la reformularea lucrărilor practice și de cercetare-proiectare conform cu teoria menționată și acordînd întregul sprijin la apariția prezentei lucrări. Autoarea mulțumește, de asemenea, tovarășului general maior doctor inginer Gheorghe Ardelean pentru adeziunea de a se preda și aplica această teorie în cadrul catedrelor de profil, pentru grija manifestată ca rezultatele însușirii ei să fie dintre cele mai bune. Totodată autoarea mulțumește tovarășilor colonel doctor inginer Gheorghi Druță și lt. col. dr. ing. Tudor Niculescu pentru condițiile create ca noua teorie să-și facă loc, pentru sprijinul atent, permanent dat în acest scop în cel mai tovărășesc și mai colegial mod.

Cuvinte calde de mulțumire adresează autoarea de asemenea colaboratorilor direcți, colectivului de curs: tovarășilor cpt. ing. Sârbu Dan, mr. ing. Strîmbu Gheorghe, lt. col. ing. Chioreanu Gheorghe, pentru aderarea deplină la noua concepție, pentru o cît mai exactă și amănunțită însușire a ei, pentru strădania cotidiană ca noua teorie să devină un bun spiritual al electroniștilor militari, și tovarășului tehnician principal Gheorghe Martinescu pentru participarea animată și devotată de-a lungul a aproape două cincinale ca „proiectarea unitară" să devină o proiectare vie, concretă, în laborator. Autoarea își exprimă întreaga recunoștință față de înțelegerea Editurii tehnice pentru această lucrare, față de îndrumările competente, care sînt reflectate în lucrare și au dus la creșterea calității acesteia.

AUTOAREA

București

Tabla de materii

Prefața 3
Limbajul formal utilizat în lucrare 11

CAPITOLUL I. ARGUMENTE PENTRU O TEORIE UNITARĂ A CIRCUITELOR ELECTRONICE

1.1. Introducere 17
1.2. Compoziția unui circuit electronic 23
1.2.1. Componente pasive sau structuri nedirecționale 23
1.2.2. Dispozitivul electronic, structura unidirecțională a unui circuit 24
1.3. Dispozitivul electronic abstract, dispozitiv neliniar (DNL) 27
1.3.1. Definiție. Proprietăți. Caracteristici 27
1.3.2. DNL-intern. DNL-extern. Proprietatea de generare internă 31
1.4. Circuitul de amplificare generalizat (CA) 35
1.4.1. CA privit ca sistem de structuri unidirecționale și nedirecționale 35
1.4.2. Distorsiuni în răspunsul CA 38
1.4.3. Montaje fundamentale ale CA (MF-CA) 42
1.4.4. Tipuri de structuri nedirecționale utilizate în CA 43
1.5. Circuitul de amplificare ca sistem fundamental de structuri (SFS) în construcția circuitelor electronice active (CIEA) 46
1.5.1. Funcții electronice 46
1.5.2. Funcția de autooscilație. Structura funcției, structura circuitului oscilator 47
1.5.3. Funcții derivate din funcția de autooscilație neliniară : formarea impulsurilor și memorarea de regimuri cvasistaționare (FI și MEM) 50
1.5.4. Funcțiile de modulație, mixare, heterodinare. Structura funcțiilor, structura circuitelor aferente 55
1.5.5. Formarea și selecția de funcții logice 56
1.5.6. Compararea și selecția de semnale după un parametru 58
1.5.7. Concluzii la capitolul I. ORGANIGRAMA 1 59

CAPITOLUL II. TEORIA GENERALIZATĂ UNITARĂ A CIRCUITELOR DE AMPLIFICARE

2.1. Metodă de analiză a CA/AI 62
2.1.1. Conceptul de cuadripol activ generalizat (CUAG) 62
2.1.2. Modalitatea de stabilire a relațiilor de maximă generalitate (RMG) la montajele fundamentale COM, EM, COL 68
2.1.3. Particularizări ale CUAG 70
2.1.4. Particularizări ale RMG 71
2.1.5. Determinarea comportării montajelor fundamentale cu frecvența și în comutație 73
2.2. Calculul generalizat al montajului fundamental COM 77
2.2.1. Stabilirea RMG pentru MF-COM în regimul normal N (RMG-N). Exprimarea RMG-N în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uN} 77
2.2.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanță de clasă A 81
2.2.3. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$ 84
2.2.4. Exprimarea RMG-I1 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI1} . . 86
2.2.5. Particularizări ale unor RMG-I1. Transformări de impedanță în regim de clasă A 89
2.2.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uI1} pentru fiecare clasă tehnologică în cazul $Z_{ss} = 0$ 92
2.2.7. Stabilirea RMG pentru MF-COM în regimul invers I2 (RMG-I2). Exprimarea RMG-I2 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI2} 94

Scanned with OKEN Scanner

2.2.8. Particularizări ale unor RMG-I2. Transformări de impedanță în regim de clasă A 98
2.3. Calculul generalizat al montajului fundamental EM 101
2.3.1. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul normal N (RMG-N). Exprimarea RMG-N în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uN} 101
2.3.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanță în regim de clasă A 104
2.3.3. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică în cazul $Z_{ss} = 0$ 107
2.3.4. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul invers I1 (RMG-I1). Exprimarea RMG-I1 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI1} 109
2.3.5. Particularizări ale unor RMG-I1. Transformări de impedanță în regim de clasă A 112
2.3.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uI1} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$ 114
2.3.7. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul invers I2 (RMG-I2). Exprimarea RMG-I2 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI2} 116
2.3.8. Particularizări ale unor RMG-I2. Transformări de impedanță în regim de clasă A 119
2.4. Calculul generalizat al montajului fundamental COL 122
2.4.1. Stabilirea RMG pentru MF-COL în regimul normal N (RMG-N). Exprimarea RMG-N în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uN} 122
2.4.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanță în regim de clasă A 126
2.4.3. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$ 129
2.4.4. Stabilirea RMG pentru MF-COL în regimul invers I1 (RMG-I1). Exprimarea RMG-I1 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI1} 131
2.4.5. Particularizări ale unor RMG-I1. Transformări de impedanță în regim de clasă A 135
2.4.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uI1} pentru fiecare clasă tehnologică în cazul $Z_{ss} = 0$ 137
2.5. Funcționalitatea montajelor CCM, EM, COL. Aspecte fizice inedite 139
2.5.1. Obiectivele și metodica analizei funcționale a MCC 139
2.5.2. Compararea admitanțelor unui MF 140
2.5.3. Compararea admitanțelor de același fel ale celor trei MF 144
2.5.4. Compararea factorilor de amplificare de același fel ale celor trei MF . . 144
2.5.5. Concluzii la capitolul II. ORGANIGRAMA 2 146

CAPITOLUL III. **ASPECTE PRACTICE REZULTATE DIN ANALIZA FUNCȚIONALĂ A MF**

3.1. Contribuția structurilor pasive Z_s și Z_c la răspunsul CA/AI 150
3.1.1. Separarea efectelor Z_s, Z_c asupra $r_{(t)}$ 150
3.1.2. Cumularea efectelor DNL, Z_s, Z_c asupra $r''_{(t)}$ 160
3.2. Performanțe și condiționări ale CA/AI. 161
3.2.1. Precizări la *t.f.* 161
3.2.2. Precizări la *j.f.* 162
3.3. Îmbinarea avantajelor CCM, EM, COL în tehnologia integrată 163
3.3.1. Structura AI-integrat (NUMAI) 163
3.3.2. Performanțe de joasă și înaltă frecvență la răspunsul în timp al AI-integrat 164
3.3.3. Condiții de lucru ale AI-integrat 165
3.3.4. Concluzii la capitolul III. ORGANIGRAMA 3 165

CAPITOLUL IV. **BANDA DE FRECVENȚE A CA/AI GENERALIZAT ȘI CORECȚII ADUSE ACESTEIA**

4.1. Banda de frecvențe a amplificatorului generalizat (BA) 169
4.1.1. BA pentru CA/AI cu un singur etaj 169
4.1.2. BA pentru CA/AI cu n etaje 171

Scanned with OKEN Scanner

4.2. Corecţii ale BA 175
4.2.1. Structuri compensatoare 176
4.2.2. Forţarea funcţionării DNL în regim direct şi invers 178
4.2.3. Limitatoare pasive 182
4.2.4. Reacţia 189
4.2.5. Concluzii la capitolul IV. ORGANIGRAMA 4 193
BIBLIOGRAFIE GENERALĂ 195
Index 200

Scanned with OKEN Scanner

LIMBAJUL FOLOSIT ÎN LUCRARE

(în ordinea întîlnirii în lucrare)

DNL	dispozitiv electronic abstract, neliniar
CUAG	cuadripol abstract generalizat ; schema dinamică a DNL
D-FM	dispozitive cu flux magnetic
D-FPS	dispozitive cu flux de purtători de sarcină
ST	spațiu de tranzit prin dispozitiv
Clasă tehnologică :	clasă de dispozitive realizate cu aceeași stare de agregare a materiei în spațiul de tranzit (sau „cu aceleași stări de agregare")
TCG	tuburile cu gaz sau tehnologie a dispozitivului electronic cu gaz
TCV	tuburile cu vid sau tehnologie a dispozitivelor electronice cu vid
TB	tranzistoarele bipolare sau tehnologie bipolară a dispozitivelor electronice
TU	tranzistoarele unipolare sau tehnologie unipolară a dispozitivelor electronice
CPT	criterii de particularizare tehnologică
CF	criterii funcționale
CE	calculator electronic
FPS	flux de purtători de sarcină ; dacă sarcina e de o singură polaritate, FPS e unipolar, dacă are ambele polarități, FPS e bipolar
CA	circuit de amplificare
SFS	sistem fundamental de structuri
CIE {CIE}	circuite electronice, (familia de circuite electronice)
CIE*, CIE**, CIE***	circuite electronice discrete, integrate și respectiv, hibride
FM	flux magnetic
TEC-J	tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune
TEC-MOS	tranzistoare cu efect de cîmp cu canal preconstruit sau indus, în tehnologie MOS (MIS)
TBA	tranzistoare bipolare aliate
TBD	tranzistoare bipolare difuzate
tip tehnologic :	sub-produs al unei clase tehnologice ; de exemplu, trioda din clasa tehnologică TCV, tranzistorul TEC-J din clasa tehnologică TU etc.
RLS	funcțiile de redresare, limitare, selecție a polarității, sau circuitele care realizează aceste funcții
FL	funcția de formare de funcții logice, sau funcțiile logice
A_u	funcția de amplificare în tensiune sau factorul de transfer în tensiune
A_i	funcția de amplificare în curent sau factorul de transfer în curent
A_p	funcția de amplificare în putere sau factorul de transfer în putere
O	funcția de oscilație sau circuitul oscilator (oscilatorul)
F	funcția de formare de semnale sau circuitul formator (formatorul)
MEM	funcția de memorare de stări staționare sau circuitul memorator (memoria)
CB	circuitul binar, bistabil
M	funcția de modulație a semnalelor sau circuitul de modulație (modulatorul)
H	funcția de amestecare sau heterodinare, ca și circuitul amestecător (heterodina)
DG	DNL care lucrează ca dipol generalizat
SS	sistem de structuri
Σ	montare în serie
$\parallel$	montare în paralel
PUC	proiectare electrică unitară a circuitelor electronice
RMG	relații de maximă generalizare
R	rezistență
L	inductanță

Scanned with OKEN Scanner

C — capacitate sau condensator

AMC — aparate de măsură și control

TF — transformatoare, inductanțe cuplate sau transformare de...

DM — domenii magnetice

FPS-n, FPS-p — flux de purtători de sarcină negativă, respectiv pozitivă

Structuri nedirecționale și direcționale (unidirecționale): impedanțele lor nu depind de sensul curentului și respectiv, depind de sensul acestuia

Tratare clasică: aceea care analizează CIE defalcat pe clase tehnologice

Teoria unitară a CIE: aceea care se bazează pe legătura dintre structura CIE și funcția electronică îndeplinită de CIE

I_{disp} — curentul prin dispozitivul considerat, inclusiv prin cel abstract (DNL)

I_n, I_p — componentele curentului I_{disp}; ele sînt determinate de FPS-n respectiv FPS-p

em, *col*, *com*: — electrozi introduși în spațiul de tranzit; ei au rolul de a „emite" FPS, de a colecta FPS, și respectiv, de a comanda FPS; ceea ce poartă numele de electrod „emisiv", „colector" și „de comandă"

TEP — trei electrozi principali ai DNL: *em*, *col*, *com*

I_{em}, I_{col}, I_{com} — curenții prin fiecare electrod principal al DNL: prin *em*, *col* și *com*

$U_{col\,em}$, $U_{com\,em}$ — diferența de potențial aplicată între electrozii colector-emisiv, respectiv de comandă-emisiv

$\Delta U_{col\,em}$, $\Delta U_{com\,em}$ — variații ale $U_{col\,em}$, $U_{com\,em}$

ecs — electrozi de comenzi suplimentare (în afară de cel de comandă „*com*") introduși în spațiul de tranzit al DNL

I_{pr} — curentul principal prin DNL

U_{disp} — diferența de potențial aplicată pe un dispozitiv electronic, inclusiv pe DNL

DNL-TEP — dispozitiv neliniar abstract cu trei electrozi principali; dacă în text nu se fac referiri deosebite, DNL-TEP e notat prescurtat prin DNL

P_{com} — parametrul de comandă: curentul sau tensiunea aplicate electrodului de comandă

$P_{com\,bl}$, $P_{com\,cd}$ — valoarea parametrului de comandă la blocarea DNL, respectiv la conducție ridicată prin DNL

$P_{com\,cd\,max}$ — valoarea P_{com} la curentul maxim prin DNL

$P_{a\,max\,col}$ — puterea de disipație maximă la electrodul colector

I_{intr}, I_{ies} — curenții de la intrarea și ieșirea CUAG

U_{intr}, U_{ies} — diferențele de potențial existente la intrarea și ieșirea CUAG

DNL-intern — rețeaua electrică pe care ST o pune în evidență la trecerea FPS

DNL-extern — rețeaua DNL-intern la care se adaugă rețeaua electrică asociată sarcinilor fixe din ST și căderilor de tensiune pe electrozi

em-com, *com-col*, *em-col* } k — distanțele dintre electrozi în spațiul de tranzit ST; generic porțiunea k

$z_{em\,com}$ sau z_{13}, $z_{com\,col}$ sau z_{32}, $z_{em\,col}$ sau z_{12} } impedanțele asociate distanțelor dintre electrozii ij notați ca indice în ST. Generic, impedanța z_k sau admitanța $y_k(y_{ij})$

r_k, x_k; g_k (g_{ij}), b_k — rezistența, respectiv reactanța porțiunii k a ST, componente ale z_k; ca și ale z_k^{-1}: conductanța, susceptanța admitanței y_k (y_{ij})

ρ_k, $\rho_{k(FPS)}$; ε_k, $\varepsilon_{k(FPS)}$; μ_k, $\mu_{k(FPS)}$ — rezistivitatea, permeabilitatea dielectrică, permeabilitatea magnetică pe porțiunea k a ST, toate funcții de materialul prezent în ST și de intensitatea FPS

l_k, s_k, $s_{k(FPS)}$ — lungimea, secțiunea porțiunii k a ST; secțiunea este modulată de intensitatea FPS deci este funcție de FPS

r_k, $r_{k\,NL}$; C_k, $C_{k\,NL}$; L_k, $L_{k\,NL}$ — rezistența, capacitatea, inductanța pe porțiunea k a ST, toate mărimi neliniare (NL), dependente nu numai de geometria DNL și de materia existentă în ST, dar și de intensitatea FPS

i_m — curentul mutual al DNL

y_m, g_m — admitanța, conductanța mutuală a DNL (DNL-intern)

$r_{int\,em}$, $r_{int\,com}$, $r_{int\,col}$ — rezistența proprie a electrodului emisiv de comandă, colector; generic, r_{int} — rezistența internă r_{int}

$C_{int\,em}$, $C_{int\,com}$, $C_{int\,col}$ — capacitatea proprie a electrodului emisiv, de comandă, colector; generic, C_{int} — capacitatea internă C_{int}

Scanned with OKEN Scanner

$L_{int\,em}$, $L_{int\,com}$, $L_{int\,col}$ inductanța proprie a electrodului emisiv de comandă, colector;

L_{int} generic, inductanță internă L_{int}

z_{int}-y_{int}, r_{int}-g_{int}, x_{int}-b_{int} impedanță-admitanță, rezistență-conductanță, reactanță-susceptanță din volumele electrozilor

ϱ_{int}, ε_{int}, μ_{int} rezistivitatea, permeabilitatea dielectrică și magnetică ale materialului ce formează electrozii și a sistemului lor de prindere în DNL

em', com', col' electrozii interni (la DNL-extern)

$u_{em'com'}$, $u_{com'em'}$ tensiuni efective: tensiunile dintre electrozii interni

SI sarcini imobile fixe în ST

$C_{ac\,12}$, $C_{ac\,23}$, $C_{ac\,31}$ capacitatea de acumulare a SI pe porțiunea k a ST

$C_{ac\,k}$

z'_k impedanța porțiunii k a ST asociată capacității de acumulare formată pe acea porțiune (impedanță centrală)

CA circuitul de amplificare generalizat

E_{al} tensiunea de alimentare a circuitului DNL

Z_s, R_s impedanță de sarcină, rezistență de sarcină din circuitul DNL

α, $\operatorname{tg}\alpha$ unghi electric, tangenta sa, formate prin intersectarea caracteristicilor statice ale DNL cu R_s

M punct de funcționare al DNL; coordonatele sale se citesc în planurile caracteristicilor statice ale DNL

M_0 punctul de funcționare statică a DNL

t timpul

$e_{(t)}$; E excitația aplicată circuitului DNL; amplitudinea ei

GS generator de semnal

$M'M''$ limitele cursei dinamice în zone restrînse pe caracteristicile statice ale DNL (de mică neliniaritate)

M_1M_2 limitele cursei dinamice în zone largi pe caracteristicile statice ale DNL (de mare neliniaritate, în comutație de pildă) și separat, M_1 sau M_2, punctele de funcționare statice ale DNL

E_{ext} tensiunea exterioară necesară pentru asigurarea unui punct de funcționare statică în DNL

Z_c, respectiv Z_{c1}, Z_{c2} impedanța de cuplaj; respectiv Z_c dintre GS și CA și Z_c dintre CA și un etaj beneficiar

Z_{ss} impedanța de sarcină suplimentară

$r_{(t)}$ răspunsul în timp al unei structuri, sau al unui sistem de structuri la o excitație $e_{(t)}$; de exemplu răspunsul CA la aplicarea excitației $e_{(t)}$

ω, f pulsația, frecvența semnalului

$K_{(j\omega)}$ factorul de transfer al unei structuri sau al unui sistem de structuri, mărime complexă

$f(\omega)$ funcție de pulsație

$h_{(t)}$ funcție indicială

t_c timp de comutație

t_{ce}, t_{ch}, t_{cr} timpul de comutație al excitației, al funcției indiciale și al răspunsului

A, ΔA amplitudine de semnal, cădere de amplitudine în regim cvasistaționar

ΔA_e, ΔA_h, ΔA_r căderea de amplitudine prezentă în excitație, funcție indicială și răspuns

$\rightleftarrows$ corelație, selecție, corespondență

SLS, SLP structuri limitatoare serie, respectiv paralel

$\uparrow\uparrow$, $\uparrow\downarrow$ în fază, în antifază

A_{ur} amplificarea de tensiune cu reacție, A^{+}_{ur}, A^{-}_{ur} amplificare cu reacție pozitivă, respectiv negativă

A_r factorul de transfer în tensiune al rețelei de reacție

CIL ciclu limită, elipsă deformată, corespunzînd lui Z_s calculat la frecvențe mari (ω, $f \to \infty$); e o elipsă „înfășurătoare" a elipselor parțiale asociate armonicelor de semnal

M_1A, M_2B brațe ale CIL, corespunzătoare la $Z_s = 0$, adică lui CA cu ieșirea în scurtcircuit ($A_{i\,max}$, $A_u = 0$)

AM_2, BM_1 brațe ale CIL, corespunzătoare la $Z_s = \infty$, adică lui CA cu ieșirea în gol ($A_{u\,max}$, $A_i = 0$)

CD, CI comutație directă, comutație inversă

M_1AM_2, M_2BM_1 semiciclul de comutație directă, semiciclul de comutație inversă

t_{cd}, t_{ci} timpul de comutație directă, timpul de comutație inversă

Scanned with OKEN Scanner

v_M	viteza de mișcare a punctului de funcționare pe caracteristica dinamică ; inclusiv pe CIL
T, T_e	perioada semnalului, perioada excitației
$\{\omega_i\}$, $\{\omega_j\}$	familia pulsațiilor înalte, familia pulsațiilor joase
ω_i, ω_j	pulsația înaltă din semnal, pulsația joasă din semnal
f_i, f_j	frecvența înaltă, frecvența joasă din semnal
if, jf	domeniul de înalte frecvențe, domeniul de joase frecvențe
mf	domeniul de medie frecvență
t_i	durată de impuls
CVS	cvasistaționar, nivel CVS, regim CVS (domeniul de *jf*, staționar)
CVS1, CVS2,	CVS în M_1, respectiv M_2 ($v_M \cong 0$)
t_p ; t_{p1} ; t_{p2}	timpul de palier ; notația sa în regimul CVS1 și în regimul CVS2
MF	montaj fundamental al CA
COM, EM, COL	MF cu *com* ca electrod comun, MF cu *cm* ca electrod comun, MF cu *col* ca electrod comun
Z_{sg}	sarcină generalizată ($\exists Z_s$, $\exists Z_{ss}$ în lanțul de amplificare)
es	electrozi secundari, în afara TEP
AI	amplificator de impulsuri (CA lucrînd în comutație)
Z_sPR, Z_sPL, Z_s-REZ	Z_s preponderent rezistivă, preponderent inductivă și rezonantă
AI-Z_sPR, AI-Z_sPL	amplificator de impulsuri cu sarcină preponderent rezistivă, respectiv inductivă
n_1, n_2, n $\left(n = \frac{n_2}{n_1}\right)$	numărul de spire al înfășurării primare, al înfășurării secundare, (raportul de transformare al transformatorului)
R'_s	rezistența de sarcină din secundar reflectată în primar
C_s, C'_s	capacitatea de sarcină din CA, capacitatea de sarcină din secundar, reflectată în primar
L_s	inductanța de sarcină
L_1, L_2, L_M	inductanța primarului, a secundarului, inductanța mutuală a două inductanțe cuplate (alte notații posibile pentru L_M : M_{12}, M_{21}, M)
L_{sc}, L_{sc1}, L_{sc2}	inductanța de scăpări, a primarului, a secundarului
R_d	rezistența echivalentă, la rezonanță, a unui circuit rezonant
CA-Z_sPR	circuit de amplificare cu sarcină preponderent rezistivă
CA-Z_sPL	circuit de amplificare cu sarcină preponderent inductivă
CA-Z_sREZ	circuit de amplificare cu sarcină rezonantă
SC	scurt circuit, în scurtcircuit (un braț din rețeaua CUAG de exemplu)
G	gol, în gol (un braț din rețeaua CUAG de exemplu)
C_c	capacitatea circuitului de cuplaj
Z_cPC, Z_cPL	impedanță de cuplaj preponderent capacitivă, preponderent inductivă
$Z_{c\ intr}$, $Z_{c\ ies}$	impedanța de cuplaj de la intrarea CA, de la ieșirea CA
C_{ss}, R_{ss}	capacitatea, rezistența impedanței de sarcină secundară
$\exists$	există
CIEA	circuite electronice active
ID	impulsuri dreptunghiulare
GI	generatorul de impulsuri
FI	formatorul de impulsuri
GID, FID	generarea de impulsuri dreptunghiulare, formarea de impulsuri dreptunghiulare (generator, formator de ID)
GFID	generarea și formarea de impulsuri dreptunghiulare, generator, formator de ID
IT-ITR	impulsuri triunghiulare — impulsuri trapezoidale
GIT-TR	generare sau generator de impulsuri triunghiulare-trapezoidale
FIT-TR	formare sau formator de impulsuri triunghiular-trapezoidale
GFIT-TR	generatoare și formatoare de impulsuri triunghiular-trapezoidale (generare și formare de IT-TR)
FLF	funcții logice fundamentale
FLC	funcții logice combinaționale
FLS	funcții logice secvențiale
ΔU_{DNL}	căderea internă de tensiune pe DNL (diminuează tensiunea aplicată)
ΔI_{DNL}	curentul pierdut prin DNL (diminuează curentul principal)
Z_{DNL}	impedanța echivalentă de pierderi a DNL
$Z < 0$, $R < 0$	impedanță negativă, rezistență negativă

Scanned with OKEN Scanner

DCN, DCS	dispozitive cu caracteristică N, cu caracteristică S
R_φ	reacție, cale de reacție, rețea de reacție
R_φ^+, R_φ^-	reacție pozitivă, reacție negativă
PCF	polarizare de condiționare a funcționării
$\mathcal{P}_{CIL}$	parte din CIL
CNΣ, CN‖	canale serie, canale paralel
$\{m\}$, $\{\mathcal{M}\}$	familia minoranților m, familia majoranților $\mathcal{M}$
$0_L(0)$, $1_L(1)$	zero logic, unu logic
CIC	circuite de comutație
CL	circuite logice
CLF, CLC, CLS	circuite logice fundamentale, combinaționale, secvențiale
NU, SAU, ȘI	funcția de negare, de disjuncție, de conjuncție
$-$, $\bigcup$, $\bigcap$ / $+$, $\times$ / $\dot{+}$, $\cdot$	simbolul operației de negare, însumare logică, înmulțire logică (variantele sînt așezate pe verticală)
x_i	variabilă logică pe calea i ($i = 1 \div n$)
y	funcție logică
/	fie-fie, ori-ori, sau-sau
R_i, μ, g_m	rezistență internă, factorul static în tensiune, conductanța mutuală ca cei mai uzitați parametri ai dispozitivelor din clasele TCG, TCV
h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}	parametrii hibrizi sau „h" ca cei mai uzitați parametri ai dispozitivelor din clasele TB, TU
Y_{intr}, Y_{ief}, Y_{tr}, Y_r	parametrii: „admitanțe" sau „y", ca parametri ce caracterizează MF realizat cu DNL, în regim static, dinamic și de comutație
Z_{intr}, Z_{ief}, Z_{tr}, Z_r	parametrii „impedanțe" sau „z", ce caracterizează MF realizat cu DNL, în regim static, dinamic și de comutație
CUAG-intern	schema echivalentă în regim dinamic a DNL-intern
CUAG-extern	schema echivalentă în regim dinamic a DNL-extern
r_{gen}	rezistență internă a GS
MCC	mărimile caracteristice ale cuadripolului CA, ca MF
GS-RN	GS montat în regimul normal
RN sau N	regimul normal N
GS-RI1	GS montat în regimul invers „unu"
RI1 sau I1	regimul invers „unu" (intrarea pe Z_s)
GS-RI2	GS montat în regimul invers „doi"
RI2 sau I2	regimul invers „doi" (intrarea pe Z_{ss})
$Y_{ies\,s}$, $Y_{r\,s}$	admitanțele de ieșire și reacție pe Z_s
$Y_{ief\,ss}$, $Y_{r\,ss}$	admitanțele de ieșire și reacție pe Z_{ss}
CUAP	cuadripol activ particular
$\rightsquigarrow$	aplicații asupra..., funcție de...
RPT	RMG particularizate tehnologic
RPZ, RPz	RMG particularizate în funcție de impedanțele exterioare Z ale CUAG, în funcție de impedanțele z ale rețelei CUAG
RP	repetorul (COL cu $Z_{ss} = 0$)
RPE	RMG particularizate în funcție de amplitudinea excitației
ω_{cvr}, f_{cvr}	pulsația, frecvența de cvasirezonanță
TGI	transformarea globală de impedanță
TFI (z_{kM})	transformare fundamentală de impedanță
pdv	punct de vedere
$\Rightarrow$	implicație, corespondență
$\overset{c}{=}$, $\overset{p}{=}$	comparație, comparație după un parametru p
$\overset{!}{=}$	trebuie să fie egal cu...
CVS1,2	regimul cvasistaționar de blocare (M1), respectiv de conducție (M2)
$r_{(t)}$, A'	răspunsul și amplitudinea sa la $R_s = \infty$
$r_{(t'')}$, A''	răspunsul și amplitudinea sa la ieșirea unei structuri la care s-a aplicat $r'_{(t)}$
cd	la conducție, de exemplu $r_{ief\,cd}$, ω_{cd}
bl	la blocare, de exemplu $r_{ief\,bl}$, ω_{bl}
$\exists$, $\exists$E	există, există egalitatea E
$\sim$	comparabil
$\neg$	nu, negare, nu există
$\equiv$	identic
$\overset{\circ}{\equiv}$	identic ca în oglindă

Scanned with OKEN Scanner

$\propto$	proporțional
$\leftrightarrow$	reversibil
$\Rightarrow$, $\equiv$, i, {i}, : .	implică, identitate, i, mulțimea i, deci
$\mathcal{P}$, $\mathcal{P}$ {i}	parte din..., de exemplu P {i} parte din mulțimea i
$\forall / \neg\forall$	orice, oricare / nu orice, nu oricare
$C\uparrow$, $L\uparrow$	condensatorul C se încarcă (u_C crește), inductanța L se încarcă (i_L crește) (legi exponențiale crescătoare)
$C\downarrow$, $L\downarrow$	condensatorul C se descarcă (u_C scade), inductanța L se descarcă (i_L scade) (legi exponențiale descrescătoare)
$C\neg\downarrow$, $L\neg\downarrow$	condensatorul C, respectiv inductanța L nu se încarcă (u_C respectiv i_L = const)
$C\neg\downarrow$, $L\neg\downarrow$	condensatorul C, respectiv inductanța L nu se descarcă (u_C respectiv i_L = = const.)
C^{sc}, L^{sc}, R^{sc}	$\Rightarrow C$, L, R în scurtcircuit (u_c = const, i_L = const, $U_R = 0$)
C^{G}, L^{G}, R^{G}	$\Rightarrow C$, L, R în gol
DNL↑, D↑	DNL comută direct, dioda D în polarizare directă
DNL↓, D↓	DNL comută invers, dioda D în polarizare inversă
tnc, desc	încărcare, descărcare ; la... ; de la...
mag	de magnetizare
t_{id}	durata impulsului derivat
$M_{(j\omega)}$	factorul de transfer normat ($\lvert M_{i,j} \rvert = 0{,}707$: obiectiv ; $\lvert M_{i,j\ arb} \rvert \neq 0{,}707$: arbitrar)
BA	banda de frecvență a amplificatorului
ω_r	pulsație de rezonanță
$I_{FF}^{CD,\,CI}$	curent final fictiv în comutație directă și respectiv inversă
τ_{ast}	constantă de timp de destocare

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul I

Argumente pentru o teorie unitară a circuitelor electronice

În capitolul I, inițial, se face o detaliere a punctelor de vedere originale aduse de întreaga lucrare, respectiv de volumele I și II. Apoi, se pun în evidență structurile unui circuit electronic, se clasifică aceste structuri în funcție de proprietatea de direcționalitate asupra unui flux de purtători de sarcină (FPS), desemnîndu-se un dispozitiv electronic abstract, neliniar, ca simbol al dispozitivelor electronice cu FPS. Se formează cel mai simplu sistem de structuri care posedă proprietatea de unidirecționare a FPS și de amplificare de putere diferită de zero, și care reprezintă de fapt schema unitară, generalizată a unui circuit de amplificare (CA), valabilă în orice tehnologie cu FPS. Se demonstrează apoi că orice funcție electronică se poate simula cu ajutorul CA care devine astfel un sistem fundamental de structuri (SFS) pentru marea familie a circuitelor electronice (CIE).

1.1. Introducere

Se poate afirma că electronica a început odată cu obținerea fasciculelor de electroni (Hittorf — 1869)*, odată cu realizarea și experimentarea primelor dispozitive electronice**. Trecînd în revistă istoria fizicii și urmărind rezultatele fizicii experimentale, această „alma mater" din care s-au desprins științele inginerești, primele dispozitive electronice sînt cele concepute de Crookes în 1880 și care constituie prototipul tuburilor cu gaz de mai tîrziu.

Așadar, electronica este centenară.

În cei mai bine de o sută de ani de existență, electronica s-a dezvoltat prin inovarea a noi dispozitive, a noi tehnologii de fabricare a acestora, prin crearea schemelor destinate a realiza funcțiile electronice — începînd cu redresarea și mergînd pînă la efectuarea operațiilor din programele extrem de elaborate ale calculatoarelor actuale, prin conceperea unor tehnologii de mare fiabilitate pentru funcționarea acestor scheme cum sînt tehnologiile circuitelor integrate, ale circuitelor funcționale ș.a. Totodată, latura practică a incitat la descifrarea proceselor fizice din dispozitivele și circuitele electronice, la modelarea matematică a acestora, la formularea pe baza lor a meto-

* J. W. Hittorf — fizician german (1824—1914)
** W. Crookes — fizician englez (1832—1919)

Scanned with OKEN Scanner

delor de proiectare, de proiectare fiabilă la variații aleatoare ale condițiilor de exploatare, de automatizare a proiectării cu ajutorul calculatoarelor — una dintre performanțe fiind de pildă calcularea automată a calculatoarelor, sisteme de mari dimensiuni și multiple funcționalități, cu ajutorul calculatoarelor.

Dar electronica nu înseamnă numai atît. Ceea ce s-a menționat ar putea fi văzut ca o sferă de preocupări strict pragmatice ale electronicii pentru ea însăși, aceea pe care profesorul Mihai Drăgănescu, m.c. al Academiei R.S.R., o numește în cartea sa „inginerie tehnologică"[1]. În raza acestei sfere se înscrie și lucrarea de față.

Domenii de mare densitate științifică, care țin de asemenea de dezvoltarea electronicii, sînt cele ce aparțin analizei semnalelor [2, 3, 4] la trecerea lor prin diferite medii, prin diferite sisteme — de la vid la corp solid, de la sistem ideal (nedistorsionant, neîntîrzietor pentru semnalul transferat) la cele puternic și aleator neliniare (distorsionante), baleindu-se astfel problematica conținută în studiul „propagării undelor electromagnetice"[5], a „antenelor"[6,7], a „modulației de frecvență"[8], a „semnalelor audio[9], radio[10], video[11] și de înaltă frecvență[12], a „filtrelor"[13], a „automaticii"[11,15,16], a „codurilor"[17], a „informaticii"[18, 19] ș.a.

---

[1] *Mihai Drăgănescu* „A doua revoluție industrială. Microelectronica, automatica, informatica — factori determinanți", Editura Tehnică, București, 1980 (p. 57)

[2] *Alexandru Spătaru* „Teoria transmisiei informației", vol. I și II, Editura Tehnică, Bucu rești, 1971

[3] *Gheorghe Cartianu, M. Săvescu, Ion Constantin, D. Stanomir* „Semnale, circuite și sisteme", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980

[4] *Gheorghe Ardelean* „Teoria informației și descoperirea optimă a semnalelor din zgomote", Academia Militară Generală, București, 1965.

[5] *Edmond Nicolau* „Propagarea undelor electromagnetice", Editura Academiei R.P.R., București, 1960

[6] *Edmond Nicolau* „Cîmpuri și unde electromagnetice", Editura Academiei R.S.R., București, 1972

[7] *Gheorghe Cartianu* „Modulația de frecvență" Editura Academiei R.S.R., 1977

[8] *Liviu Șolti* „Antene. Elemente de proiectare" vol. I, II, III. Ac. Mil. 1969—1976

[9] *Eugeniu Oancea* „Analiza și sinteza vorbirii", Editura Militară, București, 1976

[10] *Ion C. Boghițoiu, Radu C. Nanu* „Radiocomunicații în BL Unică", Editura Militară, București, 1972

[11] *Nicolae Stanciu* „Fernsehen. Theoretische Grundlagen" Verlag Tehnik, Berlin, 1972

[12] *George Rulea* „Tehnica frecvențelor foarte înalte", Editura tehnică, București, 1966

[13] *Adelaida Mateescu* „Circuite corectoare", Editura Tehnică, București, 1971

[14] *Mihai Popov* „Hiperstabilitatea" *sistemelor automate*, Editura Academiei R.S.R. București, 1966

[15] *Florin Munteanu* „Automatică", curs, AMC, București, 1963

[16] *Călin S., Belea C.*, „Sisteme automate adaptive și optimale", Editura Tehnică, București, 1971

[17] *Ion Angheloiu* „Teoria codurilor", Editura Militară, București, 1972

[18] *Grigore C. Moisil* „Théorie structurelle des automates finis" Gauthier-Villars, Paris, 1967

[19] *Alexandru Teodorescu, Ion Catana, Constantin Popescu* „Sistemul Felix C-256. Limbajul Assiris", Editura Academiei RSR, București, 1974

Scanned with OKEN Scanner

Totodată trebuie ţinut seama de aplicaţiile electronicii în industria neelectronică [20÷24], în tehnica militară [25÷28], în diferite domenii ale ştiinţei printre care fizica atomică[29÷32], medicina[33], [34], biologia[35], chimia[36], agrotehnica[37], în învăţămînt ca ajutor în metodica de predare, însuşire şi control a cunoştinţelor[38], [39], în viaţa socială în ansamblu[40].

Enumerarea de mai sus punctează doar cîteva din liniile de acţiune ale electronicii. Cît e de vastă reţeaua de preocupări în care este implicată electronica constituie în sine o problemă de studiu şi de cercetare ; un răspuns de excepţie în această privinţă, un răspuns al şcolii româneşti de electronică îl reprezintă lucrarea deja citată a profesorului Mihai Drăgănescu[1].

Dar, oricare ar fi domeniul de lucru al electronistului, munca sa se sprijină pe concret, pe dispozitiv, pe circuit, pe sistemul de circuite (hardware). Ca atare, o lucrare de inginerie tehnologică, inclusiv lucrarea de faţă, interesează practic pe toţi electroniştii.

Se va sublinia în continuare ce aduce nou această lucrare în raport cu celelalte lucrări de proiectare ale circuitelor electronice.

[10] *Ion Felea* ş.a. „Circuite cu tranzistoare în industrie" I., Editura Tehnică, Bucureşti, 1963

[11] *Virgil Tiponuţ* „Aparate electronice de măsurat" Inst. Politeh. Traian Vuia — Timişoara, 1977

[12] *Emil Damachi, Aurelia Tunsoiu, Theodor Dănilă* „Electronica industrială", Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1969

[13] *Anton Vătăşescu,* „Circuite cu semiconductoare în industrie", Editura tehnică, Bucureşti, 1971

[14] *Vladimir Doicaru, Claudian Roman Niculescu* „Lasere cu semiconductori şi aplicaţii", Editura Tehnică, Bucureşti, 1978

[15] *Andrei Vlădescu, Ioan Endeş* „Preocupări şi realizări în tehnica de radiolocaţie, Editura Militară, Bucureşti, 1966.

[26] *Gheorghe Ardelean, Mircea Nicolau, Gheorghi Druţă* „Lupta mijloacelor radiotehnice împotriva bruiajului", Editura Militară, Bucureşti, 1975

[17] *Gheorghi Druţă* „Radiodirijarea", Editura Tehnică, Bucureşti, 1967

[18] *Mircea Nicolau, Gheorghe Rogobete* „Războiul radioelectronic. Tehnică şi actualitate", Editura Militară, Bucureşti, 1978

[19] *Mihai Pătruţescu* „Electronică nucleară", Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1967

[20] *Dorin N. Poenaru* „Impulsurile detectoarelor de radiaţii nucleare cu semiconductoare", Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1968

[31] *Emil Gaspar, Mircea Oncescu* „Tracers in Hidrology", Editura Academiei RSR, Bucureşti şi Elsevier-Amsterdam, 1972

[32] *I. E. Teodorescu* „Generatoare de neutroni. Principii şi utilizări", Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1969

[33] * * * „Omul şi mediul electric", Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1976

[34] Sub redacţia prof. dr. doc. *D. Rădulescu* „Probleme de radiobiologie şi medicină nucleară" Lucrările Simpozionului din 16 Martie, 1977 — Cluj-Napoca, vol. I, II, Multigrafiat Academia R.S.R. — filiala Cluj-Napoca, 1977

[35] *I. Nicolae, A. Nasta* „Radiogenetica", Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1975.

[36] *Ion Găleţeanu, Gheorghe Peteu, Leon Grigorescu* „Izotopii radioactivi şi aplicaţiile lor", Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1978

[37] *Stan Stelian, Constantin Beratlief* „Utilizarea izotopilor radioactivi şi a radiaţiilor ionizante în agricultură", Editura Ceres, Bucureşti, 1980

[38] *Ion Drăgan, T. Pop* „Medicina nucleară în practica sportivă", Editura Sport-Turism, Bucureşti, 1977

[39] *Andrei Ciontu, Mihai Botez* „Sisteme de determinare automată a coordonatelor cu ajutorul mijloacelor radiolocaţiei", Editura Militară, Bucureşti, 1973

[40] *Aurel Manea, Minerva Scărlătescu* „Aparate electronice pentru protecţia muncii", Editura Tehnică, Bucureşti, 1976.

Scanned with OKEN Scanner

Se cunoaşte faptul că electronica de hard are o dinamică foarte ridicată, că apar permanent noi dispozitive, noi circuite, noi sisteme care să asigure un număr cît mai mare de funcţionalităţi. Pentru o orientare mai uşoară în lumea dispozitivelor, circuitelor, sistemelor, ele vor trebui grupate în raport cu anumite criterii.

Dispozitivele de pildă se pot grupa în „pasive" şi „active" în raport cu rolul pe care-l joacă în circuite, în sensul că unele nu prezintă iar celelalte prezintă proprietatea de generare internă de curent. Un alt criteriu de clasificare a dispozitivelor poate fi acela al tehnologiei de realizare. Din acest punct de vedere se propune în lucrare clasificarea dispozitivelor în funcţie de fluxul manipulat, împărţindu-le în *dispozitive cu flux magnetic* (FM) şi în *dispozitive cu flux de purtători de sarcină* (FPS). La rîndul lor, dispozitivele cu FPS se divid în raport cu natura spaţiului de tranzit (ST) pe care-l străbate FPS, stările de agregare întîlnite în construcţia dispozitivelor fiind în mod curent: vidul, gazul, corpul solid. Se pot imagina astfel şi spaţii de tranzit pe care să se întîlnească stări de agregare combinate; privind lucrurile astfel, ST în optoelectronică e format din vid şi corp solid sau gaz şi corp solid. Sau, ST poate să fie constituit din alte stări de agregare decît cele menţionate; de pildă în bioelectronică ST conţine în primul rînd plasma biologică.

Lucrarea se referă la electronica bazată pe dispozitivele cu FPS. Ele se consideră grupate în următoarele *clase tehnologice* principale: cele care cuprind ST cu vid, gaz, corp solid iar proiectarea se efectuează cu precădere la circuitele cu *tuburi cu vid* (TCV), *tuburi cu gaz* (TCG), *tranzistoare unipolare* TU (TEC-J, TEC-MOS cu canal şi TEC-MOS cu canal indus), *tranzistoare bipolare* TB (aliate TBA, difuzate TBD).

Pînă aici, noul introdus prin această clasificare este minor şi nu ar justifica existenţa acestei cărţi.

Dar cum sînt tratate problemele teoretice şi de proiectare la întreaga familie a circuitelor cu TCV, cu TCG, cu TU, sau cu TB? Răspunsul e că fiecare familie de circuite a condus la crearea unei ştiinţe în sine, cu metode aparte, cu interpretări aparte ale proceselor fizice din circuite, cu aproximări care ţin de datele particulare, specifice ale dispozitivului dintr-o clasă tehnologică sau alta, ca şi de experienţa practică a autorilor acelor metode de proiectare. Acest mod de abordare a tratării şi proiectării circuitelor electronice, care va fi denumit în lucrare drept „clasic", pune deci accentul pe specificul tehnologic, pe individualităţile prezentate de fiecare clasă tehnologică sau tip tehnologic cuprins în clasele menţionate. De pildă altele sînt relaţiile de proiectare la circuitele cu triodă, faţă de cele cu pentodă, deşi ambele *tipuri* tehnologice, trioda şi pentoda, fac parte tot din clasa TCV; sau altele sînt relaţiile de proiectare la circuitele cu TEC-J, faţă de cele cu TEC-MOS, deşi ambele *tipuri* tehnologice fac parte din clasa TU ş.a. exemple.

Aşadar, tratarea clasică urmăreşte îndeaproape tehnologia, stabileşte schemele, funcţionarea lor fizică, relaţiile de proiectare mai mult sau mai puţin exacte pe tip tehnologic, în cel mai bun caz pe clase tehnologice, ducînd la a avea astăzi, practic, în mare, o electronică a TCV, alta a TCG, alta a TU, alta a TB, alta a circuitelor integrate ş.a.m.d. cu categoriile aferente de specialişti.

Scanned with OKEN Scanner

Restrîngînd această idee și știind că există o succesiune de generații în electronică, se poate afirma că există cel puțin atîtea „electronici" cîte generații tehnologice au apărut, și cel puțin tot atîtea grupe de specialiști, că există perspectiva creșterii numărului lor cu dezvoltarea tehnologiei de dispozitiv sau de circuit. Sigur, acesta este un proces firesc, necesar, atrăgînd însă după sine volumul exploziv al documentației în electronică, însoțit de tabloul unei intense și continue diversificări a acestei științe ca și a profesionalizării discipolilor ei.

Nici o carte, nici un cuvînt spus sau scris nu va putea opri acest proces și nici n-ar fi util s-o facă.

Ceea ce a apărut însă posibil autoarei lucrării de față și, în urma rezultatelor teoretice și practice obținute, chiar necesar a fost realizarea unei sinteze generalizatoare a schemelor, teoriei și proiectării lor pentru un număr mare de tipuri tehnologice și de clase tehnologice, acoperind trei generații din electronică, de la regimul de clasă *A*, pînă la regimul profund neliniar al comutației.

Începînd cu 1970 autoarea a formulat o nouă electronică de circuit, generalizatoare, unitară ale cărei părți au putut fi predate încă de atunci în Academia Militară. Seria de studenți 1972—1973 a beneficiat de întregul ei în notele de curs care au fost îmbunătățite continuu, așa că între anii 1975—1977 a fost posibilă publicarea a două volume intitulate „Circuitele de comutație ca sisteme de structuri" în cadrul Academiei Militare.

Lucrea de față își trage conținutul din volumele menționate ; aici însă se extinde metoda asupra circuitelor electronice în ansamblu.

În acest volum se reia inovația unui dispozitiv abstract cu FPS (dispozitivul neliniar DNL) a cărui principală proprietate este unidirecționalitatea FPS în ST în cazul în care i se alocă doi electrozi, sau unidirecționalitatea și generarea internă dacă i se alocă trei electrozi. Aceste două variante de DNL asigură în circuit efectuarea oricăreia dintre funcțiile : redresare, limitare, selecția polarității (RLS), formarea de funcții logice (FL) și respectiv RLS la care se adaugă amplificarea de tensiune (A_u), de curent (A_i), amplificarea de putere (A_p), oscilarea (O), formarea de semnale (F), memorarea de stări staționare (MEM), modulația semnalelor (M), amestecarea-heterodinarea (H) și combinarea semnalelor pentru obținerea oricărei funcții inclusiv a funcțiilor logice (FL), pentru a enumera cele mai importante funcții electronice.

Considerînd circuitul cu DNL cu doi electrozi un dipol generalizat (DG), iar pe cel cu trei electrozi un cuadripol generalizat (CUAG), rezultă că se reproduce acoperitor cu ajutorul CUAG oricare dintre funcțiile electronice menționate. CUAG este el însuși un sistem organizat cu structurile DNL, completat într-un circuit cu structuri ale impedanțelor de sarcină, de polarizare, de cuplaj la intrare și ieșire. Prin urmare, orice circuit electronic (CIE) poate fi văzut ca un *sistem de structuri* (SS). CIE poate fi constituit dintr-unul sau mai mulți CUAG dispuși în scheme serie (Σ) sau paralel ($\|$), după regula dictată de funcția pe care o îndeplinește, și poate fi oricînd particularizat,

Scanned with OKEN Scanner

dacă e necesar, în orice variantă de clasă tehnologică sau variantă hibridă. Deci CUAG este un *sistem fundamental de structuri* (SFS) pentru oricare circuit electronic construit pe dispozitive cu FPS.

Rezultă de aici importanța deosebită a studierii proprietăților CUAG, inclusiv a corectării acestor proprietăți pentru ansamblul electronicii de circuit, aspecte care fac obiectul lucrării de față. Rezultatele teoretice obținute în capitolele 2, 3 îndeosebi sînt sintetizate în relații de maximă generalitate (RMG). În ele se întîlnesc modelele analitice ale oricărei proprietăți a CUAG, *valabile pentru oricare din clasele tehnologice* principale și *orice condiții de lucru*, inclusiv cele de ultraînaltă frecvență, întrucît CUAG nu are o structură restrictivă ci, dimpotrivă, e deschisă oricăror adausuri, chiar și celor corespunzătoare unor dispozitive cu FPS pe care le va aduce viitorul.

Astfel, RMG reprezintă baza proiectării unitare a circuitelor electronice (PUC) și un cîștig pentru automatizarea PUC cu ajutorul calculatoarelor, pentru optimizarea PUC în raport cu unul sau mai mulți parametri ce influențează funcționarea circuitelor.

În concluzie, întregul material aduce în fața cititorului *unitatea dintre dispozitive* prin DNL, *unitatea dintre circuite* prin SFS al CUAG și ca atare, modelul matematic generalizat al SFS. Pe el se construiește *proiectarea unitară* a circuitelor, în particular a celor de comutație, în raport cu *funcția* pe care o îndeplinesc. Deci noutățile esențiale aduse de lucrare sînt : introducerea unității în diversitatea tehnologică existentă în electronică, exprimarea analitică a acestei unități, folosirea modelului analitic unic pentru proiectarea electrică a unui circuit, particularizarea CIE după criterii funcționale (CF), după destinația funcțională a ansamblului de SFS — și nu după criterii tehnologice — considerate sursa tratării divergente a CIE, existentă azi în electronică.

Prin urmare, electronica apare aici organizată pe structuri funcționale : DNL-ul pentru dispozitivele electronice, SFS pentru circuitele electronice, ansamblurile de SFS pentru circuitele electronice de mare complexitate și care îndeplinesc o anume funcție. Se poate spune că lucrarea introduce o *organizare structurală, sistemică în electronica de circuit*.

Introducerea unității în diversitatea tehnologică, a organizării sistemice în electronica de circuit, modelarea unitară și proiectarea electrică după criterii funcționale reprezintă trăsăturile de unire dintre un număr de generații tehnologice dezvoltate în electronică și, ce este cu mult mai important, dintre generațiile de electroniști. Electroniștii au acum la îndemînă *o concepție unitară* asupra circuitelor electronice cu dispozitive FPS și ST, prezente sau viitoare. *Ea înlătură* ceea ce jena anterior, *departajarea tehnologică*, și *obiectivează proiectarea* circuitelor prin introducerea criteriului funcțional într-o tratare analitică generalizatoare.

Prin parcurgerea lucrării se cîștigă convingerea că tehnologia este un mijloc pentru a îndeplini o anumită funcție, că aceeași structură materială sau același sistem de structuri materiale într-o altă organizare, într-o altă geometrie, prezintă altă funcție sau pune în evidență alte aspecte, noi, ale aceleiași funcțiuni.

Scanned with OKEN Scanner

1.2. Compoziția unui circuit electronic

1.2.1. Componente pasive sau structuri nedirecționale

Cine intra ca student în laboratorul profesorului Alexandru Popescu, în vestitul laborator de „Măsurări electrice" al Facultății de Electromecanică și, mai apoi, al Facultății de Electrotehnică din Institutul Politehnic București, era, fără îndoială, impresionat de numărul foarte mare de întrerupătoare care trebuiau montate în serie sau în paralel cu rezistențe R, inductanțe L, condensatoare C, aparate de măsură și control AMC, în cadrul unei lucrări de laborator. Și, desigur, și studenții de azi încearcă aceeași stare, mai ales dacă sînt electroniști, obișnuiți să substituie manevrelor mecanice — comenzi, electrostatice, magnetostatice, electromagnetice pentru întreruperea sau stabilirea curentului prin circuit.

Laboratorul menționat, ca și altele asemenea lui, este locul unde se evidențiază componența și comportarea *circuitelor electrice*, adică a circuitelor formate din R, L, C, întrerupătoare, AMC.

Tensiunea lor de alimentare este luată de la rețea, de la un grup electrogen, sau de la o baterie de acumulatori ; uneori sursa de alimentare este un redresor electronic, stabilizat sau nu. Într-un astfel de circuit este respectat sensul curentului electric continuu pentru montarea AMC, este respectată *direcționarea* acestuia de la (+) la (—) sursei, în circuitul ei exterior. Dacă este necesară o modificare a valorii curentului sau tensiunii continue sau alternative în diferite zone ale circuitului electric, aceasta se face *modificînd mecanic* valorile R, L, C. Sau, dacă e vorba de modificarea curentului alternativ de pulsație constantă (uzual 50 HZ), ea se face introducînd transformatoare — inductanțe cuplate (TF)— în circuit, la care variația raportului de transformare, de *modificare*, se face tot *mecanic*. De altfel întrerupătorul în sine poate fi asimilat unei rezistențe R care ia cînd valoarea 0, cînd valoarea ∞. Rezultă deci că un circuit electric este un ansamblu de componente R, L, C, TF care nu are posibilitatea de a modifica valoarea mărimilor electrice, curent sau tensiune, la pulsație constantă, în baza vreunui efect funcțional intern, propriu unuia sau altuia dintre componentele menționate. Așadar, R, L, C, TF reprezintă *componente pasive*. Tehnologia le execută ca dipoli sau cuadripoli. Fie că acești dipoli sau cuadripoli pasivi sînt construiți cu valorile R, L, C, TF *concentrate*, fie că le au *distribuite* — cu prize — („constante concentrate", respectiv „constante distribuite") ei nu sînt sensibili la sensul curentului electric. Deci, *componentele pasive sînt dipoli sau cuadripoli nedirecționali*.

Nici o componentă pasivă nu se poate constitui cu puritate de 100% rezistivă (R), inductivă (L), sau capacitivă (C).

Pentru un spectru larg de frecvențe, orice componentă prezintă o schemă echivalentă în care pe lîngă mărimea preponderentă (rezistență, inductanță, sau capacitate) coexistă mărimile secundare (parazite). O rezistență, de exemplu, cuprinde nu numai rezistorul, dar și inductanța efectului de spiralare a rezistorului, inductanța terminalelor, capacitatea proprie dintre terminale. La o inductanță, de pildă, se adaugă și rezistența firului de bobinat și capacitatea dintre spire, iar la TF și capacitatea dintre înfășurări. O capacitate este

Scanned with OKEN Scanner

permanent însoțită de rezistența ei de pierderi în dielectric și de inductanța terminalelor sau a „plăcilor" ce sînt spiralate odată cu materialul dielectric pentru a forma condensatorul.

Așadar, o componentă pasivă este de fapt o *structură nedirecțională*.

1.2.2. Dispozitivul electronic, structura unidirecțională a unui circuit

În alte laboratoare de mare prestigiu ale Politehnicii din București : acela de „Circuite electronice" condus de profesorul Tudor Tănăsescu, m.c. al Academiei R.P.R., cel de „Bazele Radiotehnicii" de sub conducerea profesorului Gheorghe Cartianu, m.c. al Academiei R.S.R., și cel de „Măsurări în înaltă frecvență" condus de profesorul doctor docent Edmond Nicolau, studenții Facultății de Electronică și ai altor facultăți din politehnica bucureșteană se inițiau — și o fac și astăzi — în domeniul *circuitelor electronice*, învățîndu-le componența și comportarea lor în diferite condiții de lucru.

Circuitul electronic este în fond un circuit electric în care întrerupătorul mecanic este înlocuit cu un *dispozitiv electronic*, cu o „cheie" electronică prin care se întrerupe sau se stabilește curentul electric folosind acțiunea pe care o exercită asupra sa cîmpul electric, magnetic sau electromagnetic.

Dispozitivele electronice se pot diviza în două mari categorii : una care se bazează pe orientarea purtătorilor de sarcină și care lucrează deci cu *flux de purtători de sarcină* (FPS), alta care se bazează pe orientarea mișcării de spin a electronilor, deci pe orientarea de *domenii magnetice* (DM), respectiv pe crearea unui flux magnetic (FM).

Lucrarea se referă la circuitele electronice ce conțin *dispozitive cu FPS* (D-FPS). În aceste dispozitive, cea mai utilizată este acțiunea cîmpului electric asupra FPS. Evoluția tehnologiei a dezvoltat trei direcții constructive pentru dispozitivele cu FPS : tuburile cu gaz (TCG), tuburile cu vid (TCV), dispozitivele cu corp solid — clasificabile la rîndul lor în dispozitivele de tip canal, ale tehnologiei unipolare (TU) și în dispozitivele de tip joncțiune, ale tehnologiei bipolare (TB). Cele patru diviziuni tehnologice TCG, TCV, TU, TB vor fi denumite în lucrare *clase tehnologice*.

După cum se știe, FPS e format din sarcini negative (FPS-*n*) sau-și pozitive (FPS-*p*). Pentru a putea întrerupe un FPS care are una din cele două polarități preponderentă, cîmpul electric trebuie îndreptat într-un sens anumit prin dispozitiv, iar pentru a asigura continuitatea FPS, cîmpul electric trebuie îndreptat în sens contrar. Prin urmare D-FPS din clasele tehnologice menționate sînt unidirecționale (direcționale). Așadar, un circuit electronic conține structuri nedirecționale (*R*, *L*, *C*, *TF*) și structuri unidirecționale sau, pe scurt, direcționale (D-FPS).

De vreme ce structurile unidirecționale sînt diversificate tehnologic, rezultă că circuitele electronice sînt și ele distincte în funcție cel puțin de tehnologia de realizare a structurilor unidirecționale. În raport cu clasele tehnologice menționate, există circuite electronice cu TCG, altele cu TCV, altele cu TU și altele cu TB ; respectiv există o electronică de circuit cu TCG, alta cu TCV, alta cu TU și alta cu TB, fiecare deservită de o fizică de circuit, ca și de o metodologie de proiectare electrică și tehnologică — de produs — specifică.

Scanned with OKEN Scanner

S-a format astfel tradiția de a trata circuitele electronice fizic și analitic pe clase tehnologice, modalitate de studiu care va fi denumită în lucrare *tratare clasică*. În cadrul tratării clasice, printre lucrările de seamă privitoare la circuitele electronice cu TCV se situează [5] [78]; pentru circuitele cu TB: [1] [3] [4] [25] [28] [34] [43] [49] [50]; pentru circuitele cu TU, inclusiv pentru tranzistoarele cu efect de cîmp cu joncțiune (TEC-J) și pentru tranzistoarele cu efect de cîmp cu grila izolată (TEC-MIS): [35] [132]. În toate aceste lucrări și în altele similare lor tratarea clasică pune pe primul loc apartenența tehnologică în considerațiile fizice analitice și de proiectare care se fac în cadrul ei. Acest mod de analiză și de proiectare aduce avantajul de a evidenția: particularitățile tehnologice ale dispozitivelor electronice, restricțiile de utilizare practică impuse de acestea, ordinele de mărime specifice pentru diferiții parametrii incluși în relațiile de proiectare, gamele concrete de funcționare pentru tensiunile de alimentare, amplitudinile curent-tensiune realizabile în circuit, vitezele de variație ale acestor amplitudini, temperaturi de mediu acceptabile pentru funcționarea circuitelor, domeniile de lucru cu frecvența, grade de stabilitate a funcționării cu diferiți factori care pot influența performanțele circuitelor ș.a.

Tratarea clasică pune pe un loc secund, diminuat, legătura funcțională care decurge din existența FPS și a unidirecționalității obligatorii ce caracterizează D-FPS și, ca atare, neglijează legăturile funcționale dintre circuitele ce aparțin la clase tehnologice diferite.

Tratarea clasică, bazată pe amănuntul tehnologic, pe particular, urmărește îndeaproape tehnologia dispozitivelor și a circuitelor electronice, făcînd ca prin aceasta să existe practic atîtea electronici de circuit cîte clase tehnologice există. Ba chiar mai multe, dacă se ține seama că în cadrul fiecărei clase tehnologice există diferite varietăți de dispozitive: diode, triode, multicatode la TCG; diode, triode, tetrode, pentode, tuburi compuse, multianode la TCV; diode, triode, tetrode în tehnologie bipolară aliată sau difuzată (TBA, TBD); diode, triode în tehnologia unipolară cu joncțiune (TU-J) sau triode în cea cu grila izolată (TU-MIS). Aceste varietăți vor fi denumite *tipuri tehnologice* în lucrare. Existența lor multiplică varietățile de circuit electronic în cadrul unei clase tehnologice și amplifică electronica de circuit pe clasă tehnologică.

E locul de a menționa că la diversificarea adusă mulțimii circuitelor electronice de către tehnologia de dispozitiv se adaugă cea adusă de realizarea componentelor pasive, distingîndu-se în acest sens două mari *ansambluri*: circuitele electronice discrete și circuitele electronice integrate, dimpreună cu varietățile de tranziție, de tehnologie mixtă, hibridă, parțial discretă — parțial integrată.

Cu cele expuse pînă acum, se poate formula o relație de ordine în marea familie a circuitelor electronice (CIE) cu D-FPS; ea este expusă în figura 1.2.1 împreună cu implicațiile pe care le are asupra electronicii de circuit.

În figură se notează prin CIE*, CIE** și CIE*** circuitele electronice discrete, integrate și respectiv hibride.

Tabloul din figura 1.2.1 sugerează doar situația concretă, el fiind cu mult mai sărac decît aceasta chiar și față de prezent, iar pe măsură ce timpul trece, și mai sărac în raport cu dezvoltarea continuă a dispozitivelor electronice în ansamblu.

Scanned with OKEN Scanner

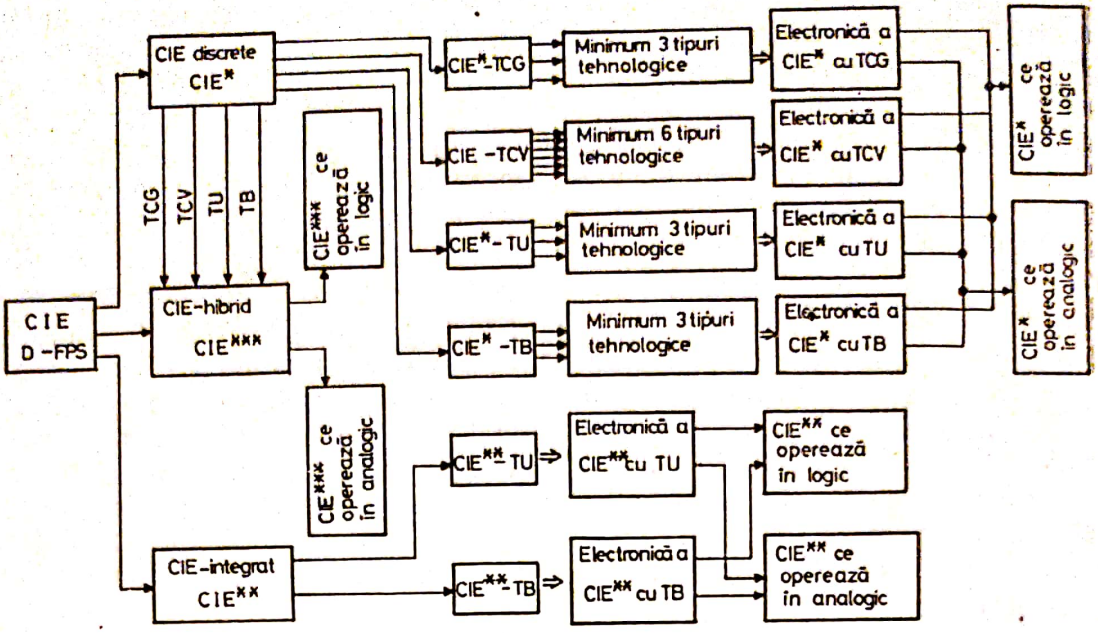


Figura 1.2.1. Ansamblul circuitelor electronice CIE realizate cu dispozitive cu flux de purtători de sarcină D-FPS

Față de o atare ramificare a problematicii de cunoaștere fizică a proceselor din CIE, a celei de proiectare și de exploatare a CIE, ramificare ce este în continuă divizare, specialistul în CIE se orientează din ce în ce mai greu. Orientarea teoretică și practică i-ar fi ușurată dacă ar avea un ghidaj, o osatură repetabilă pe ansamblu de CIE, pe clasă tehnologică, pe tip tehnologic în problematica menționată.

Dacă tratarea clasică reliefează *particularul*, mergînd inevitabil pe drumul diversificării, tratarea care s-ar baza pe analogiile existente în familia CIE ({CIE}) ar permite reliefarea aspectelor *general* valabile, teoretizarea lor sub forme analitice general valabile, obținîndu-se astfel o *teorie unitară a CIE*, desensibilizată de amănuntul tehnologic, dar strîns legată de funcțiile îndeplinite de {CIE}.

În acest sens au fost elaborate lucrările [118] [120] [121] [124]÷[127], în care se constituie o teorie unitară a circuitelor de comutație (CIC). Lucrarea de față este o extindere a teoriei unitare asupra tuturor CIE cu D-FPS, ceea ce aduce avantajele teoriilor sintetizatoare pe o serie de probleme ; în cazul de față : studiul sintetizat, unitar al CIE cu D-FPS, proiectarea lor pe baza unor relații generalizatoare, obiective-adaptabile oricărei tehnologii particulare — și programabile unitar la calculatorul electronic (CE). Lucrarea de față este o primă încercare în acest sens. Ea nu se poate asimila cu vreo lucrare de topologie a CIE [9] [37] [38] [91] [93] [99], întrucît criteriile de tratare unitară sînt altele, sînt de ordin fizic, funcțional, ca atare și modul de analiză teoretică a CIE este diferit față de lucrările de topologie. Aceasta se va vedea în continuare în paragrafele 1.3, 1.4, 1.5 care constituie și argumentele de bază pentru alcătuirea unei teorii unitare a CIE cu D-FPS.

Scanned with OKEN Scanner

1.3. Dispozitivul electronic abstract, dispozitiv neliniar (DNL)

1.3.1. Definiție. Proprietăți. Caracteristici

Cele patru clase tehnologice menționate în paragrafele precedente clasifică D-FPS. În ceea ce privește FPS, s-a făcut deja observația că dispozitivele lucrează cu FPS-*n* sau-și FPS-*p*. Dar aici se mai pot preciza unele aspecte legate de situația concretă a FPS în cele patru clase tehnologice.

La TCG, se formează FPS în mediul gazos ionizat, avînd ca agent de ionizare fie o radiație exterioară (contori), fie electronii rapizi produși prin încălzirea catodei (TCG cu catodă caldă), fie prin depășirea tensiunii de străpungere (TCG cu catodă rece) a materialului gazos (sau a vaporilor) existent în cavitatea TCG. Astfel, se formează sarcini negative și ioni pozitivi, deci există *FPS-bipolar* în TCG. Ionii au o contribuție deopotrivă de importantă la intensitatea curentului prin dispozitiv I_{disp}. Conform cu însumarea curenților în sensul convențional, I_{disp} are două componente : I_n, determinat de FSP-*n*, I_p, determinat de FPS-*p* :

$$I_{disp} = I_n + I_p,\ I_n \text{ comparabil cu } I_p \qquad (1.3.1)$$

Faptul că, în TCG, FPS este bipolar cu componente de intensitate comparabilă face ca TCG să fie considerate *dispozitive bipolare*.

La TCV, se formează FPS din emisia termoelectronică la catodă în special ; mai sînt și alte mecanisme de formare a sarcinii spațiale în TCV, dar oricare ar fi ele, la catodă se generează sarcina spațială negativă, care este rezervorul FPS-*n*. Chiar dacă în cavitatea TCV există resturi gazoase rămase din procesul de vidare al acestuia și eventuala ionizare a acestor molecule ar crea, ca la TCG, FPS-bipolar, componenta sa pozitivă este nesemnificativă față de valoarea FPS-*n* originar la catodă.

Așadar, la TCV se formează FPS-*unipolar*, iar TCV sînt *dispozitive unipolare* și deci :

$$I_{disp} = I_n,\ I_p \lll I_n \qquad (1.3.2)$$

La TU, în canalul difuzat, preconstruit, sau indus, sarcinile mobile au polaritatea determinată, în principal, de concentrația majoritară de dopare a canalului sau a insulelor difuzate ; ea poate fi *n sau p*, ceea ce generează FPS-*n sau* FPS-*p*. Acestea sînt FPS principale, majoritare. Sigur că, provenind din doparea substratului, există în canal și concentrații mobile minoritare ; ele sînt însă cu trei ordine de mărime cel puțin mai reduse decît cele majoritare, așa încît TU sînt *dispozitive unipolare*, cu FPS *unipolar*, de o polaritate *sau* alta :

$$I_{disp} = I_n,\ I_p \lll I_n \text{ sau } I_{disp} = I_p,\ I_n \lll I_p \qquad (1.3.3)$$

La TB, joncțiunea se formează prin alăturarea semiconductoarelor de dopare opusă. Doparea este inegală, dar joncțiunea e permeabilă pentru ambele polarități de sarcini mobile, așa încît curentul prin dispozitive este format prin contribuția ambelor polarități, cu preponderența uneia dintre ele. La dispozitive *np*, *npn*, e preponderent FPS-*n* și deci I_n ; la dispozitive *pn*, *pnp*, e preponderent FPS-*p* și deci I_p, în curentul total prin dispozitiv :

$$I_{disp} = I_n + I_p,\ I_p < I_n\ ;\ I_{disp} = I_p + I_n,\ I_n < I_p \qquad (1.3.4)$$

Scanned with OKEN Scanner

Dispozitivele TB *au* FPS-*bipolar* şi sînt deci *dispozitive bipolare.*

Prin urmare, din punctul de vedere al contribuţiei FPS la I_{disp}, cele patru clase tehnologice se reduc la două : o clasă a *dispozitivelor bipolare*, (acoperitoare pentru TCG, TB şi altele cu FPS-bipolar), altă clasă a *dispozitivelor unipolare* (acoperitoare pentru TCV, TU şi altele cu FPS-unipolar). Aceasta sugerează că ar fi posibilă formularea unui dispozitiv abstract bipolar şi a unui dispozitiv abstract unipolar care să cumuleze funcţionalitatea oricăruia dintre tipurile tehnologice bipolare, respectiv unipolare. S-ar putea constitui astfel o electronică a CIE*, CIE**, CIE***-bipolare şi respectiv -unipolare, la care ar corespunde un studiu şi o proiectare generalizată pe aceste două categorii de circuite electronice.

Dar, între D-FPS ale celor patru clase tehnologice se mai pot face şi alte asociaţii :

— în orice D-FPS există un FPS preponderent, care determină esenţial pe I_{disp}.

— din motive de unidirecţionalitate, FPS preponderent are un rezervor de sarcini, de unde este *emis*. Locul respectiv poate fi denumit *electrod emisiv (em).*

— din motive de unidirecţionalitate, FPS preponderent este dirijat spre un alt loc, unde este „*colectat*". Locul respectiv poate fi denumit *electrod colector (col).*

— orice D-FPS are între electrozii *em* şi *col* un *spaţiu de tranzit* (ST).

— în ST poate să nu se mai introducă nici un alt electrod — ceea ce revine la cazul diodei din orice clasă tehnologică ; sau pot să se introducă unul sau mai mulţi electrozi — ceea ce revine la cazul triodei sau a D-FPS cu comenzi intermediare ale FPS în ST. Electrozii introduşi în spaţiul de tranzit sînt denumiţi *de comandă (com).*

— dacă în ST există un electrod de comandă, cîmpul electric dintre el şi *em* atinge valori comparabile cu cel aplicat între *em* şi *col*, dar la tensiuni mai reduse, dacă distanţa dintre el şi *em* este mai mică decît cea dintre *em* şi *col*. Deci prezenţa unui electrod de comandă face să apară un efect de amplificare de tensiune A_u, dacă se consideră secţiunea *em-com intrarea* acelui D-FPS şi secţiunea *em-col* ieşirea acelui D-FPS. La variaţii Δ ale diferenţelor de potenţial menţionate se obţine :

$$A_u = \frac{\Delta U_{ies}}{\Delta U_{intr}} = \frac{\Delta U_{col\,em}}{\Delta U_{com\,em}} \qquad (1.3.5)$$

În acest caz se situează triodele din clasele tehnologice TCV, TU, TB date în fig. 1.3.2 ÷ 1.3.4.

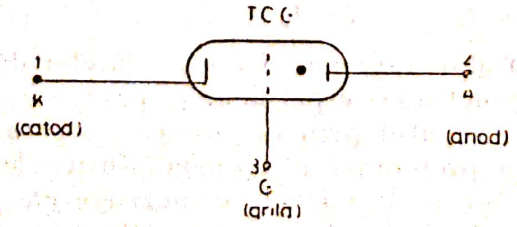


Figura 1.3.1. Reprezentarea unui tub cu gaz TCG

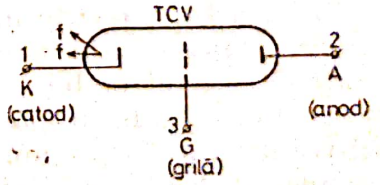


Figura 1.3.2. Reprezentarea unui tub cu vid TCV

Scanned with OKEN Scanner

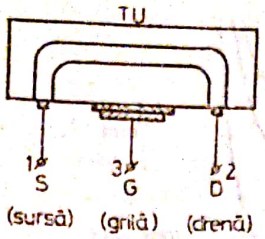


Figura 1.3.3. Reprezentarea unui tranzistor unipolar TU

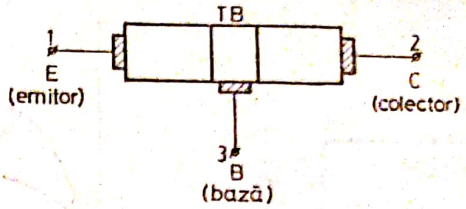


Figura 1.3.4. Reprezentarea unui tranzistor bipolar TB

Toate aceste asociații ajută la conturarea unui D-FPS abstract, acoperitor atît pentru dispozitivele ce prezintă numai unidirecționalitate la trecerea curentului electric, cît și pentru cele ce prezintă unidirecționalitate reunită cu proprietatea de amplificare în tensiune.

Din cele de mai sus, rezultă că D-FPS acoperitor este dispozitivul cu trei electrozi principali (TEP) [118], [120], [121]:

1. electrod emisiv *(em)*, străbătut de curentul I_{em};
2. electrod colector *(col)*, străbătut de curentul I_{col};
3. electrod de comandă *(com)*, străbătut de curentul I_{com}

(numerotările corespund cifrelor de la electrozi în figurile 1.3.1 ÷ 1.3.4).

Existînd „*com*", rezultă că FPS suferă reorientări în ST: o parte din el formează I_{com}, pentru diferite potențiale de comandă $U_{com\ em}$, iar altă parte formează I_{col}, pentru diferite potențiale de lucru $U_{col\ em}$. Evident, dacă există mai mulți electrozi intermediari în ST, destinați comenzilor suplimentare asupra FPS, atunci din FPS de la „*em*" se formează și curenții corespunzători electrozilor de comenzi suplimentare *(„ecs")*. Rămînînd deocamdată la D-FPS cu TEP, se poate scrie o relație pentru curentul din colector, considerat *curentul principal* I_{pr} prin dispozitiv:

$$I_{pr} = I_{col} = I_{em} - I_{com}. \tag{1.3.6}$$

Pentru aprecierea caracteristicilor statice ale D-FPS se va face uz de următoarele realități fizice: de faptul că rezervorul „*em*" al FPS are o capacitate limitată „de emisie" și de faptul că electrodul colector are o capacitate limitată „de absorbție" a FPS. Ca atare, la stabilirea curentului prin dispozitiv, notat prin I_{disp} sau I_{pr}, apar porțiuni inițiale de variație practic liniară a acestuia în funcție de diferența de potențial pe dispozitiv U_{disp} (la U_{disp} reduse), la orice tensiune sau curent de comandă, și se ajunge apoi la o zonă de insensibilitate a lui I_{disp} în funcție de U_{disp} (la U_{disp} ridicate). Dacă tensiunea sau curentul de comandă se vor nota generic prin *parametrul de comandă* P_{com}, atunci familia de caracteristici statice de ieșire ale D-FPS care se dovedește neliniară se exprimă:

$$I_{disp} = f(U_{disp})\,|_{P_{com}}. \tag{1.3.7}$$

Așadar D-FPS abstract acceptat pentru acoperirea funcționării dispozitivelor funcționării dispozitivelor TCG, TCV, TU, TB este un dispozitiv neliniar (DNL) cu trei electrozi principali (DNL-TEP). Simbolul său este

Scanned with OKEN Scanner

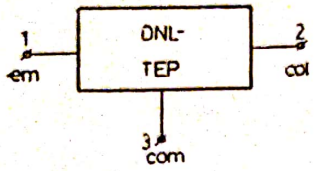


Figura 1.3.5.*a*). Reprezentarea dispozitivului abstract DNL

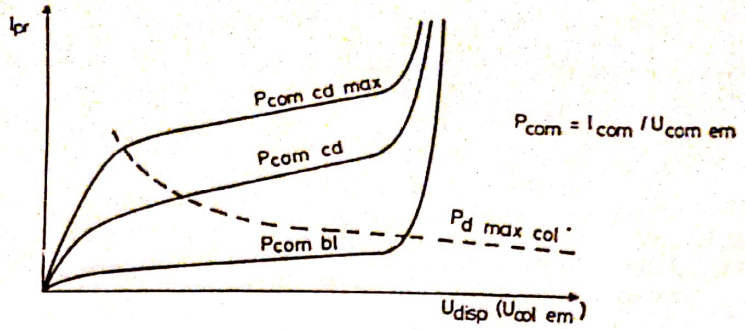


Figura 1.3.5.*b*). Caracteristicile statice de ieșire ale DNL

reprezentat în fig. 1.3.5, *a*) iar caracteristicile de ieșire în fig. 1.3.5, *b*). Tot aici se poate vedea zona de ionizare a materiei din spațiul de tranzit, respectiv zona de creștere a curentului la U_{disp} = constant.

Întreruperea curentului prin dispozitiv se poate face fie anulînd cîmpul electric pe dispozitiv, fie aducînd cîmpul electric de comandă la valoarea corespunzătoare parametrului de comandă la blocare ($P_{com\ bl}$) — sau „*de tăiere*".

Valoarea maximă a curentului stabilit prin dispozitiv corespunde celui determinat la aplicarea parametrului de comandă la conducție ($P_{com\ cd\ max}$), pe curba care are începutul zonei de insensibilitate intersectată cu curba puterii de disipație maximă la electrodul colector ($P_{d\ max\ col}$).

Pentru celelalte caracteristici cuprinse între $P_{com\ cd\ max}$ și $P_{com\ bl}$ parametrul de comandă e notat prin $P_{com\ cd}$.

Prin scurtcircuitarea lui *com* la *em*, DNL-TEP, sau pur și simplu DNL cum va fi numit în continuare, se transformă în dispozitiv de tip diodă, avînd proprietățile de redresare, limitare, detecție și selecție de polarități ale semnalelor aplicate, toate fiind alte fațete ale proprietății de unidirecționalitate. În acest caz din familia de caracteristici ale figurii 1.3.5, *b*), rămîne o singură curbă : aceea corespunzătoare parametrului de comandă $U_{com\ em}=0$ și singurul reglaj care se poate face asupra curentului prin dispozitiv este cel ce provine din variația diferenței de potențial $U_{col\ em}$.

Se vede deci că DNL-TEP și caracteristicile sale statice acoperă atît dispozitivele unidirecționale lipsite de proprietatea de amplificare A_u, sau *dispozitivele pasive*, cît și pe cele ce au și $A_u \neq 0$, sau *dispozitivele active* ; ultimele constituie dispozitive cu proprietate de *generare internă de tensiune*.

Prezența TEP implică $A_u \neq 0$; totodată însă, datorită curenților care se stabilesc prin cei trei electrozi principali, se stabilește o amplificare de curent A_i :

$$A_i = \frac{\Delta I_{ieș}}{\Delta I_{intr}} \tag{1.3.8}$$

care semnifică o *generare internă de curent*.

Combinînd relațiile 1.3.5 și 1.3.8 se vede că DNL-TEP posedă și proprietatea de amplificare de putere A_p :

$$A_p = \frac{\Delta U_{ieș} \cdot \Delta I_{ieș}}{\Delta U_{intr} \cdot \Delta I_{intr}} = A_u \cdot A_i. \tag{1.3.9}$$

Scanned with OKEN Scanner

Fiind înzestrat cu proprietăţile de unidirecţionalitate, amplificare de tensiune, de curent, de putere, DNL-TEP reprezintă toate dispozitivele pasive şi active din cele patru clase tehnologice (TCG, TCV, TU, TB) menţionate, ca şi ale altor clase tehnologice similare. El poate fi deci introdus în orice schemă electronică în care se face uz de proprietăţile menţionate, unificîndu-se astfel toate schemele electronice care lucrează cu dispozitive pasive sau active, respectiv întreaga electronică de circuit bazată pe TCG, TCV, TU, TB sau pe alte clase tehnologice similare.

Aceasta deschide calea pentru o tratare analitică unitară a întregii electronici de circuit, pentru modelarea unitară a proceselor fizice din circuite în cele mai diferite condiţii de lucru, respectiv pentru stabilirea relaţiilor de maximă generalitate (RMG) în cadrul acestei modelări şi, implicit, pentru deducerea unor *metode de proiectare electrică unitară a circuitelor electronice*, folosind RMG.

Aceste trei aspecte vor fi prezentate pe larg în volumul I al lucrării de faţă.

Ansamblul acestor trei probleme reprezintă baza teoretică pentru formularea de programe în vederea unei analize multidimensionale şi a proiectării automate, la CE, a circuitelor electronice cu D-FPS.

Unele aspecte ale analizei multidimensionale şi logigramele destinate proiectării la CE ale circuitelor de comutaţie (CIC) fac obiectul volumului II al lucrării de faţă.

Pentru a stabili RMG, respectiv relaţia dintre o proprietate funcţională şi componentele circuitului electronic, este necesar să se simuleze reţeaua DNL. Aşa încît în continuare se vor face aprecieri fizice pentru a o structura.

1.3.2. DNL-intern. DNL-extern. Proprietatea de generare internă

Dispozitivul abstract neliniar DNL-TEP are corespondenţi materiali. Prin asociaţie cu aceştia, reţeaua DNL-TEP e formată dintr-o parte pe care o pun în evidenţă efectele ce au loc la traversarea spaţiului de tranzit de către FPS, şi care reprezintă reţeaua DNL-intern, şi altă parte determinată de efectele sarcinilor fixe existente în ST şi de căderile de tensiune pe electrozi. Reţeaua completă, rezultată din reuniunea celor două părţi, reprezintă *reţeaua* DNL-*extern*.

Pentru circuitul în care e introdus DNL este importantă reţeaua DNL-extern, în ea fiind cuprinsă întreaga comportare electrică a dispozitivului abstract.

Se va urmări acum în ce constă structura DNL-intern.

Există deci în DNL cei trei electrozi principali. Atunci în ST se pot distinge distanţele: „*em-com*“, „*com-col*“, „*em-col*“. La trecerea unui FPS prin aceste porţiuni care au un suport material (gaz remanent la TCV, gaz sau vapori de Hg la TCG, corp solid omogen la TU, corp solid neomogen la TB ş.a.), materia respectivă se opune trecerii

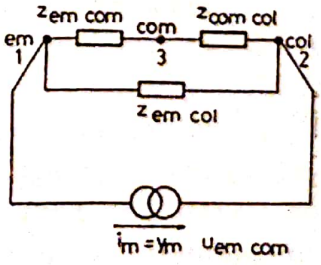


Figura 1.3.6. Impedanţele z_t ale spaţiului de tranzit ST, la DNL-intern

FPS printr-o impedanță specifică, prin : $z_{em\ com}$, $z_{com\ col}$, $z_{em\ col}$ (fig. 1.3.6), sau z_{13}, z_{32}, z_{12} ; generic, z_k a unei porțiuni k din ST.

În funcționarea sa, DNL va avea un „punct static de funcționare", peste care se va suprapune excitația dinamică ; deci FPS va avea o componentă de *c.c.* peste care se vor suprapune cele de *c.a.* Rezultă că partea de z_k care se opune componentei de *c.c.* a FPS este rezistența r_k, iar cea care se opune componentelor de *c.a.* este reactanța x_k și deci :

$$z_k = r_k + jx_k \tag{1.3.10}$$

Pentru a determina valorile r_k, ar trebui cunoscute rezistivitatea ρ_k a ST pe porțiunea considerată din el, lungimea l_k a acelei porțiuni și secțiunea medie s_k a FPS în porțiunea k a ST $\Rightarrow r_k = \rho_k \frac{l_k}{s_k}$. Dar proprietatea de material ρ_k este modulată de intensitatea FPS, și nu după dependențe liniare, așa încît rezultă o lege mai complicată, decît cea scrisă anterior, în care r_k trebuie să fie înțeleasă ca rezistență neliniară a ST, r_{kNL} :

$$r_k = r_{kNL} = \rho_{k(FPS)} \frac{l_k}{s_{k(FPS)}} \tag{1.3.11}$$

Efectele reactive în ST se datoresc aspectelor prezentate mai jos (rel. 1.3.12 și 1.3.13).

Electrozii au capetele 1, 2, 3 din ST implantate într-un mediu caracterizat printr-o permitivitate dielectrică ε ; ca atare între fiecare pereche de electrozi se formează o capacitate C_k. Ea poate fi determinată dacă se cunosc : distanța l_k dintre electrozii învecinați, secțiunea medie s_k a FPS în porțiunea k și proprietatea de material ε_k. Dar și ε_k depinde de valoarea FPS ; la modul general, s_k și ε_k depind neliniar de FPS, așa încît capacitatea C_k este neliniară, C_{kNL} :

$$C_k = C_{kNL} = \varepsilon_{k(FPS)} \frac{s_{k(FPS)}}{l_k} \tag{1.3.12}$$

Dacă în relația 1.3.12 se neglijează dependența $\varepsilon_{k(FPS)}$ și rămîne dependența $s_{k(FPS)}$, atunci rezultă că, la FPS crescător, crește secțiunea s_k și ca atare crește C_k. Deși neriguroasă această aproximare, ea reliefează faptul că C_k urmărește valoarea curentului stabilit prin DNL, avînd același sens de variație cu acesta. Considerînd că FPS „*difuzează*" de la electrodul emisiv prin ST către electrodul colector, se poate spune că C_k este o „*capacitate de difuzie*".

Datorită faptului că pe orice porțiune k din ST fluidul de sarcini din FPS se află în mișcare, rezultă un cîmp magnetic H_k în jurul acestui flux, care induce în mediul de permitivitate magnetică μ_k o inducție magnetică B_k. Prin urmare, între electrozii învecinați se pune în evidență o inductanță L_k, dependentă de lungimea l_k a porțiunii k, de μ_k modulat după lege neliniară de intensitatea FPS, de secțiunea s_k modulată după lege neliniară de FPS. Inductanța neliniară L_{kNL} rezultă deci egală cu :

$$L_k = L_{kNL} = \mu_{k(FPS)} \frac{s_{k(FPS)}}{l_k} \tag{1.3.13}$$

Scanned with OKEN Scanner

Pe baza relaţiilor 1.3.11 ÷ ÷ 1.3.13, orice z_k e format din trei componente neliniare dispuse în paralel (fig. 1.3.7).

Direcţionarea curentului de la *em* la *col* şi proprietatea de generare în curent pe ST de la *em* la *col*, sînt fixate în reţeaua DNL-intern prin sensul *curentului mutual* i_m al generatorului de curent, curent direcţionat, proporţional cu tensiunea de comandă $u_{com\ em}$ de asemenea direcţionată:

$$i_m = y_m u_{em\ com} = -y_m u_{com\ em}. \tag{1.3.14}$$

Schema din fig. 1.3.7 reprezintă *reţeaua* DNL-*intern*.

DNL-*intern formează nucleul* DNL-*extern*; la reţeaua sa se vor anexa alte efecte din ST şi din electrozi.

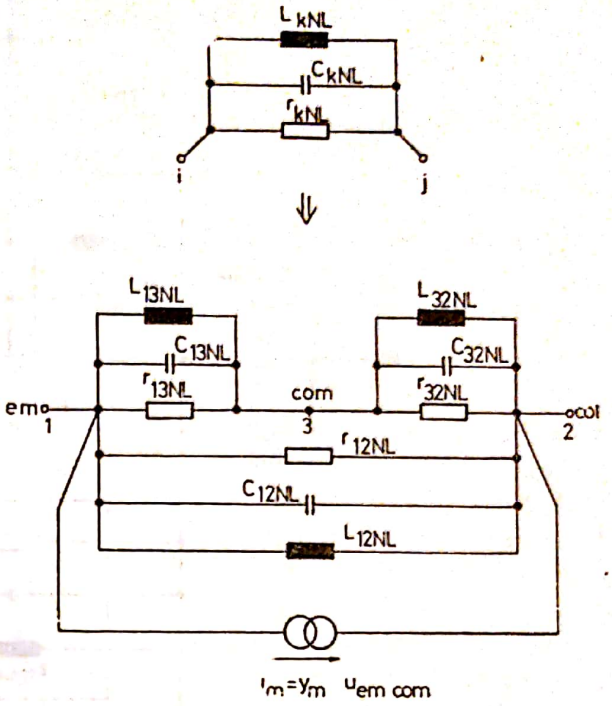


Figura 1.3.7. Componenţa unui z_k

Aşa de pildă, la valori foarte mici ale curenţilor prin electrozi şi ale tensiunilor aplicate între electrozi ca şi la frecvenţe foarte înalte, contează rezistenţa proprie din volumul electrozilor, sau rezistenţa internă r_{int} a fiecăruia dintre ei; la cei trei electrozi principali aceste rezistenţe interne sînt: $r_{int\ em}$, $r_{int\ com}$, $r_{int\ col}$.

De asemenea, la frecvenţe foarte înalte, în volumul fiecărui electrod se pun în evidenţă capacităţi interne C_{int} şi inductanţe interne L_{int} din volumele electrozilor, respectiv: $C_{int\ em}$, $C_{int\ com}$, $C_{int\ col}$ şi $L_{int\ em}$, $L_{int\ com}$, $L_{int\ col}$. Ansamblul lor formează impedanţa z_{int}:

$$z_{int} = r_{int} + jx_{int}. \tag{1.3.15}$$

Astfel, datorită rezistivităţii ρ_{int}, permeabilităţii dielectrice ε_{int} şi magnetice μ_{int}, proprietăţi ale materialului utilizat la confecţionarea electrozilor, apar căderi de tensiune rezistive şi reactive în volumele electrozilor, efecte care echivalează cu prelungirea ST pentru FPS al *em* şi pentru fluxurile ce derivă din el, generînd curenţii din *com* şi *col*, aşa cum se vede şi în fig. 1.3.8. În felul acesta, se produce o separare a extremităţilor unui electrod. Extremităţile din interior sînt marcate prin *em'*, *com'*, *col'* şi se consideră ca venind direct în legătură cu ST, deci cu FPS. Prin urmare între extremităţile interioare sau între *electrozii interni* se consideră aplicate *tensiunile efective* care acţionează asupra FPS: $u_{em'\ col'}$, $u_{em'\ com'}$, de aceea generatorul de curent i_m devine acum dependent de $u_{em'\ com'}$:

$$i_m = y_m u_{em'\ com'}. \tag{1.3.16}$$

Totodată trebuie reamintit că pe lîngă FPS, în ST pot exista sarcini imobile (SI) ce provin fie din procesul de ionizare a gazelor dacă se aplică

Scanned with OKEN Scanner

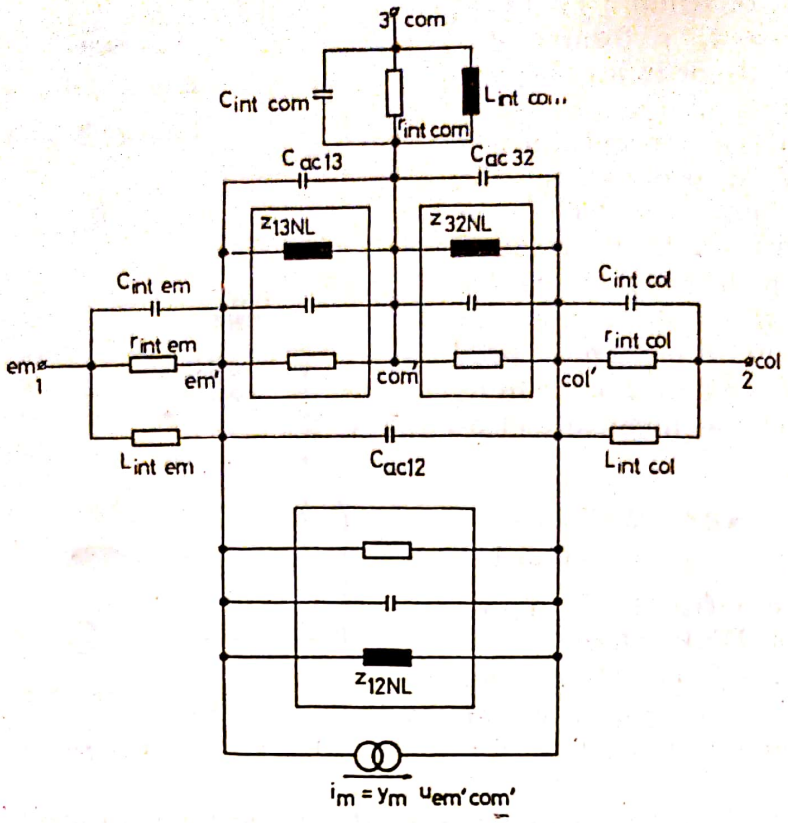


Figura 1.3.8. Rețeaua DNL-extern

la electrozi potențiale de lucru comparabile cu tensiunile de ionizare ale acestora (gazul de umplere la TCG, gazul remanent la TCV), fie din procesul de dopare (la TU și TB). Prezența lor poate fi asociată unor capacități de acumulare $C_{ac\,k}$ între electrozii vecini din porțiunea k (fig. 1.3.8) : $C_{ac\,12}$, $C_{ac\,23}$, $C_{ac\,31}$, cu valori care depind de datele geometrice și de proprietățile de material ale porțiunii k, ca și de tensiunea aplicată aici. Ele sînt dispuse în paralel pe capacitățile DNL-intern, de aceea vor fi considerate mai departe incluse în aceste impedanțe centrale care vor fi notate prin z'_k pentru a marca această modificare.

Oricare dintre componentele anexate la schema centrală depinde după legi neliniare de curentul prin dispozitiv și de tensiunile aplicate între electrozi, inclusiv y_m.

Schema din fig. 1.3.8 reprezintă *rețeaua* DNL-*extern*.

Prin urmare, în locul întrerupătorului mecanic din circuitul electric, menționat mai sus, se introduce acum rețeaua DNL-extern ; la ea se vor atașa alte componente electrice, exterioare, realizîndu-se un ansamblu în care curenții electrici sînt stabiliți și întrerupți prin cîmpuri electrice, magnetice sau electromagnetice. Acesta este un circuit electronic (CIE), care poate fi construit, în variantă discretă (CIE*), integrată (CIE**) sau hibridă (CIE***).

În continuarea capitolului, se va prezenta circuitul de amplificare construit pe DNL, deci circuitul de amplificare generalizat, ca unul din aceste circuite electronice cu o funcționalitate anumită, și se va urmări rolul său în alcătuirea altor circuite electronice.

Scanned with OKEN Scanner

1.4. Circuitul de amplificare generalizat (CA)

1.4.1. Circuitul de amplificare generalizat, ca sistem de structuri unidirecționale și nedirecționale

Întrerupătorul mecanic de curent electric într-un circuit este asimilabil unei rezistențe care, așa cum s-a mai precizat, ia valoarea *zero* dacă se stabilește curentul și ia valoarea *infinit* dacă se întrerupe curentul în circuitul respectiv. Din punct de vedere electric deci, rezistența sa ia numai două valori, independente de intensitatea curentului prin circuit.

DNL are o rezistență variabilă în funcție de curentul care-l străbate în *c.c.* și, în principiu, o impedanță variabilă în funcție de curentul prin dispozitiv I_{disp}, în *c.a.*, pentru că proprietățile σ, μ, ε ale mediului prin care trece acest curent sînt modulate de valoarea sa ca și de valoarea tensiunilor aplicate pe dispozitiv. În *c.c.*, această dependență pentru σ este ilustrată de caracteristicile sale statice (fig. 1.3.5, *b*).

Pentru a determina curentul ce trece prin dispozitiv, trebuie avut în vedere că DNL intervine cu o rezistență anume în circuit, diferită și de zero și de infinit, care contribuie la limitarea curentului alături de celelalte componente rezistive din circuitul DNL. Pentru o tensiune de alimentare E_{al} dată, va trebui găsită această valoare. Pe calea rezolvării grafice, ea se află la intersecția dintre rezistența neliniară a DNL, a caracteristicilor statice, cu rezistența înseriată cu DNL, pentru că E_{al} se divide pe aceste două părți rezistive : a DNL și a restului de circuit, care se va denumi *rezistență de sarcină a* DNL (R_s). Intersecția lui poate fi văzută în graficul 1.4.1, în care $\operatorname{tg} \alpha = R_s$, α fiind un unghi electric. Știind că rezistența R_s nu poate fi pură, structura sa reprezintă o *impedanță de sarcină* Z_s.

Curentul prin DNL poate fi comandat cu un parametru de comandă ce variază între limitele $P_{com\ bl}$, $P_{com\ cd}$, porțiune ce constituie *zona normală* a caracteristicii, și, ca atare, punctul de intersecție dintre o caracteristică statică și R_s variază de-a lungul lui R_s. Punctul de intersecție este *punctul de funcționare* a DNL și pentru a-l fixa e necesar a fixa valoarea parametrilor de comandă ; în graficul 1.4.1, *a*) se vede că punctul de funcționare ia poziția M_0 pentru parametrul de comandă $P_{com\ cd\ M_0}$.

Considerînd curentul prin dispozitiv — curentul principal (I_{pr}) prin circuit, M_0 are următoarele coordonate : $I_{pr\ M_0}$, $U_{disp\ M_0}$, $P_{com\ cd\ M_0}$. Peste aceste coordonate stabile, se pot aplica semnale de excitație $e_{(t)}$ care sînt semnale de reglare în anumite limite ale curentului principal și ale tensiunii pe dispozitiv (fig. 1.4.1, *a*). Excitația poate fi alternativă (fig. 1.4.1, *a*) sau cu o formă de impuls oarecare, cu amplitudinea E mai mică, egală sau mai mare decît a diferenței $P_{com\ cd} - P_{com\ bl}$. În cazul aplicării impulsurilor, în funcție de polaritatea lor, se stabilește punctul de funcționare M fie în M_1, fie în M_2, așa ca să se dea posibilitatea unei excursii maxime de curent și de tensiune în regim dinamic, pe dreapta R_s. Dacă E depășește limitele zonei normale a caracteristicii statice, excursia din regim dinamic a lui M este limitată numai la zona normală, așa cum se vede în fig. 1.4.1, *b*) unde e limitată forțarea *regimului de conducție* și, respectiv în fig. 1.4.1, *c*) unde e limitată forțarea *regimului de blocare*.

Scanned with OKEN Scanner

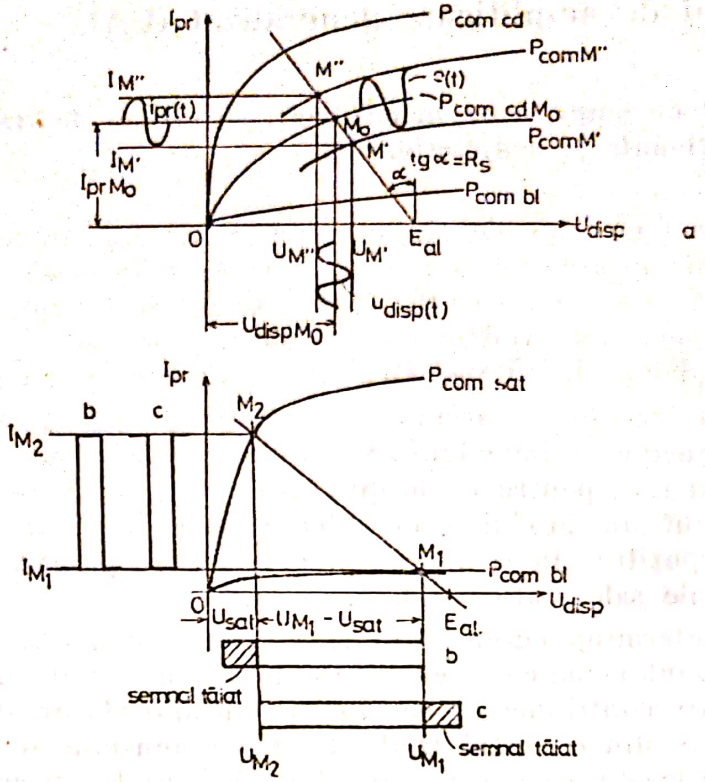


Figura 1.4.1. Moduri de lucru pe caracteristicile statice ;
a) în regim de clasă A, *b), c)* în regim de comutaţie forţată

Stabilizarea punctului M în curent continuu este deci obligatorie, pentru a avea o referinţă la excursia dinamică a acestuia pe R_s. A stabiliza punctul de funcţionare M înseamnă a polariza electrodul de comandă în *c.c.* Deci e necesară o reţea rezistivă exterioară lui *com* prin care, de la E_{al} sau de la altă sursă exterioară de tensiune E_{ext}, să se asigure după caz valoarea $P_{com\ M_0}$, $P_{com\ M_1}$ sau $P_{com\ M_2}$ la *com*, în absenţa semnalului.

Aplicarea excitaţiei $e_{(t)}$ la *com* trebuie făcută astfel încît generatorul de semnal (GS) care debitează $e_{(t)}$ să nu fie influenţat de circuitul de polarizare statică a *com*. În unele cazuri, regimul static al GS şi al *com* permite cuplarea directă, galvanică ; în alte cazuri, acest lucru nu e posibil. Considerînd că ultima situaţie e caracteristică CIE, trebuie să existe prin urmare, între generator şi DNL, un circuit care să-i separe din punct de vedere static, dar care să-i cupleze dinamic, deci să aibă componente cu caracter reactiv, dependente de frecvenţă.

Structura care cuprinde circuitul de polarizare şi partea reactivă dintre GS şi DNL se va numi *impedanţă de cuplaj* Z_c (Z_{c1}).

Similar, considerînd că după obţinerea cursei dinamice de curent şi de tensiune pe Z_s, semnalul obţinut devine excitaţie pentru un circuit care urmează, e necesar ca între electrodul de ieşire şi etajul următor să existe de asemenea un circuit de cuplaj (Z_{c2}).

Prin urmare, *cel mai simplu circuit cu* DNL-TEP *trebuie să conţină* : Z_s, Z_{c1}, Z_{c2} (fig. 1.4.2).

În acest „cel mai simplu circuit cu DNL-TEP", fiecare structură are un rol aparte : DNL-TEP este un robinet cu deschidere reglabilă pentru FPS,

Scanned with OKEN Scanner

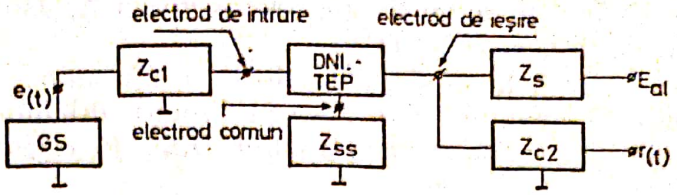


Figura 1.4.2. Cel mai simplu circuit cu DNL-TEP: CA/AI

şi deci pentru intensitatea de curent prin circuit; Z_s limitează cursa de curenţi (şi de tensiuni) prin dispozitiv la un E_{al} dat; Z_{c1} conţine reţeaua de polarizare statică a DNL şi cuplajul dinamic cu GS; Z_{c2} separă static DNL de un circuit beneficiar şi-l cuplează dinamic la semnalul rezultat pe R_s. Din motive de reglare suplimentară a polarizării statice a DNL sau pentru a avea o a doua ieşire dinamică în afară de cea pe Z_s, poate fi introdusă o impedanţă de sarcină suplimentară Z_{ss} (fig. 1.4.2).

Revenind la rolul lui Z_s din diagramele 1.4.1, se vede că M_0 depinde de înclinarea lui R_s şi că se pot calcula factorii de amplificare pe cursa dinamică $M'M''$, numită *caracteristica dinamică*, şi care e o porţiune din traseul dreptei de sarcină R_s.

Astfel se pot calcula:

— factorul de amplificare în curent:

$$A_i = \frac{\text{curent de ieşire}}{\text{curent de intrare}} = \frac{I_{M''} - I_{M'}}{I_{com\,M''} - I_{com\,M'}}\Bigg|_{R_s} \qquad (1.4.1)$$

— factorul de amplificare în tensiune:

$$A_u = \frac{\text{tensiune de ieşire}}{\text{tensiune de intrare}} = \frac{U_{M''} - U_{M'}}{U_{com\,M''} - U_{com\,M'}}\Bigg|_{R_s} \qquad (1.4.2)$$

— factorul de amplificare în putere:

$$A_p = A_i \cdot A_u \,|_{R_s} \qquad (1.4.3)$$

în diagramele 1.4.1 *a*). Înlocuind coordonatele lui M' şi ale lui M'' cu ale M_1 şi M_2 se obţin A_i, A_u, A_p pentru situaţia din diagramele 1.4.1 *b*) şi *c*).

Prin urmare, oricare ar fi regimul de lucru cvasiliniar (1.4.1 *a*)) sau profund liniar (1.4.1 *b*) şi *c*)) acest circuit electronic posedă proprietatea de amplificare în curent, tensiune şi putere. În consecinţă, el este un *circuit de amplificare* (CA); fiind construit pe D-FPS generalizat, el este un *circuit de amplificare generalizat*.

Ţinînd seama de componenţa sa, rezultă că CA reprezintă un *sistem de structuri* (SS) care îndeplineşte, după cum s-a menţionat, o funcţiune anume: funcţia de amplificare de putere ca expresie a proprietăţii de generare internă de curent sau de tensiune. Funcţiunea aceasta este electronică şi presupune *direcţionarea* curentului prin DNL, aşa încît celelalte structuri (Z_s, Z_{ss}, Z_{c1}, Z_{c2}) pot fi pasive, dar pot fi şi alte DNL-uri.

Dar, indiferent dacă în jurul structurii centrale a DNL e dispusă o constelaţie de structuri pasive, nedirecţionale, sau una de structuri active care preiau rolurile lui Z_s, Z_{ss}, Z_{c1}, Z_{c2} (fig. 1.4.2), importantă este problematica CA

Scanned with OKEN Scanner

și rezolvarea ei în cadrul unei teorii unitare asupra CA, aspecte care vor fi expuse pe larg în capitolele II și III.

Înainte de a trece însă la modelul analitic al CA, mai e necesară precizarea unor amănunte: unele aspecte ale funcționării dinamice a CA și care sînt posibilitățile de conectare ale electrozilor DNL în circuit.

1.4.2. Distorsiuni în răspunsul CA

O dată precizată structura necesară a CA, e interesant de cunoscut și alte aspecte ale comportării sale, nu numai aceea de întrerupător sau de reglor al intensității FPS într-un circuit electric. De aici înainte se va mări unghiul sub care trebuie cîntărită funcționarea CA, apelîndu-se la mijloacele matematice specifice electronicii pentru analiza de circuit și de semnal. Cu ajutorul lor se vor determina la CA: factorii săi de transfer, impedanțele sale, distorsiunile introduse în semnalul său de răspuns $r_{(t)}$ cu frecvența și cu neliniaritatea caracteristicilor sale statice, stabilitatea sa în raport cu variații ale condițiilor de lucru ș.a.

Înainte de a trece la calculul *unitar* al acestor mărimi, se vor face cîteva aprecieri, previzibile, în legătură cu comportarea CA la variația frecvenței semnalului de excitație. În acest scop se va privi semnalul de excitație $e_{(t)}$ ca un *semnal de testare* a CA; trecut prin CA, prin sistemul său de structuri, semnalul test suferă modificări care sînt conținute în răspunsul CA, notat cu $r_{(t)}$ (fig. 1.4.3).

În practică, CA poate fi testat cu semnal de orice formă. Din mulțimea semnalelor de excitație $e_{(t)}$ se pot însă selecta patru forme care ușurează înțelegerea modificărilor pe care le suferă $e_{(t)}$ transferat prin CA, modificări care reprezintă *distorsiuni* în raport cu $e_{(t)}$:

— semnalul *sinusoidal*, de amplitudine constantă și frecvență variabilă, util de exemplu pentru stabilirea variației factorului de transfer al CA cu frecvența, cu pulsația ω:

$$K_{(j\omega)} = f_{(\omega)} \tag{1.4.4}$$

— semnalul *treaptă* (funcția salt) care reprezintă un *impuls ideal de testare* pentru că este nul timpul de comutație t_{ce}, sau timpul de tranzit dintre nivelele cvasistaționare (CVS), și are nivelele cvasistaționare sau palierele constante în timp (fără căderi de amplitudine pe palier: $\Delta A_e = 0$). Prin urmare, dacă apare în răspuns un timp de comutație și o cădere de amplitudine pe palier, atunci ele se datoresc numai SS al CA, motiv pentru care răspunsul la funcția treaptă poartă numele de *funcție indicială* $h_{(t)}$:

$$t_{ce} = 0,\ \Delta A_e = 0 \Rightarrow t_{ch} \neq 0,\ \Delta A_h \neq 0 \tag{1.4.5}$$

— semnalul *rampă simplă* cu timp de comutație $t_{ce} \neq 0$ și paliere constante ($\Delta A_e = 0$), cu ajutorul căruia se poate aprecia ce timp de comutație rezultă în răspunsul CA ținînd seama de faptul că el trebuie să depindă de timpul de comutație al excitației și al funcției indiciale:

$$t_{cr} = f(t_{ce},\ t_{ch}) \tag{1.4.6}$$

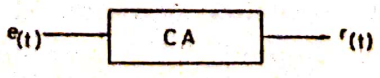


Figura 1.4.3. Răspunsul $r_{(t)}$ al CA

Scanned with OKEN Scanner

— semnalul *rampă dublă* cu $t_{ce} \neq 0$ și cu palier liniar variabil în timp $\Delta A_e \neq 0$; cu ajutorul lui se poate aprecia atît valoarea timpului de comutație rezultant t_{cr} (rel. 1.4.6) cît și căderea de palier rezultantă ΔA_r dependentă de căderea pe palier manifestă în funcția indicială și în excitație :

$$t_{cr} = f(t_{ce}, t_{ch}),\ \Delta A_r = f(\Delta A_e, \Delta A_h). \qquad (1.4.7)$$

Așadar, semnalele test menționate sînt avantajoase pentru determinarea comportării CA în domeniul „pulsației" și în domeniul „timpului" — și a stabilirii legăturii dintre cele două domenii.

Se știe că orice funcție de timp care îndeplinește condițiile Dirichlet poate fi descompusă în serie Fourier, în serie de armonice. Prin urmare, a testa CA cu o excitație oarecare care îndeplinește, ca funcție de timp, condițiile Dirichlet, este echivalent cu a aplica la intrarea CA seria corespunzătoare de armonice. Astfel că răspunsul în timp $r_{(t)}$ poate fi obținut prin însumarea răspunsurilor parțiale în timp corespunzătoare pentru fiecare armonică.

Dacă se consideră o serie de oscilații sinusoidale de amplitudine $\left.\frac{E}{\alpha+\omega}\right|_{\alpha\to 0}$, de fază $\varphi = \operatorname{arc\,tg}\left(-\frac{\omega}{\alpha}\right)\Big|_{\alpha\to 0}$ și de pulsație variabilă $\omega \in [0, \infty)$, se obține *spectrul funcției treaptă* ; ca atare primele două forme de semnale sînt echivalente și deci comportarea CA la testările respective este echivalentă, existînd astfel o deplină corelație ($\rightleftarrows$) între funcția $K_{(j\omega)} = f_{(\omega)}$ și $h_{(t)} = f_{(t)}$:

$$K_{(j\omega)} \rightleftarrows h_{(t)}. \qquad (1.4.8)$$

Cu alte cuvinte, cunoscînd $K_{(j\omega)}$, se poate oricînd determina $h_{(t)}$ al CA, al unui SS, și invers.

Această concluzie este foarte importantă în practică și ea va fi folosită și în această lucrare.

Mai rezultă din cele de mai sus că, știind $K_{(j\omega)}$ sau $h_{(t)}$ al CA (SS), se poate determina răspunsul $r_{(t)}$ dacă excitația este o funcție nesinusoidală sau diferită de funcția treaptă, în baza rezultatelor din relațiile 1.4.7. Și această concluzie, utilă în practică, va fi folosită pe larg în această lucrare.

Se vede deci că a cunoaște $K_{(j\omega)}$ sau $h_{(t)}$ este o necesitate pentru a putea caracteriza CA, pentru a-i putea evalua distorsiunile pe care le introduce în *„domeniul frecvență"* sau în *„domeniul timp"*.

Este interesant de urmărit și contribuția fiecărei structuri din sistemul CA la distorsiunile existente în răspunsul $r_{(t)}$ al acestuia. În continuare se vor face cîteva considerații în acest sens.

Se va alege ca excitație funcția treaptă, știindu-se că aplicarea ei este echivalentă cu aplicarea unei serii de sinusoide de pulsație variabilă $\omega \in [0, \infty)$, respectiv cu *testarea CA de la joasă, la medie și la înaltă frecvență*. Amplitudinea E a acestei excitații se alege egală diferenței de comandă în planul *normal* al caracteristicilor statice (fig. 1.4.4) :

$$|E| = |U_{com\ cd} - U_{com\ bi}| = |U_{com\ M2} - U_{com\ M1}| \qquad (1.4.9)$$

Este locul de a se reaminti că R_s nu este pur rezistiv, că e însoțit de elemente reactive care fac ca sarcina să fie o impedanță Z_s de fapt, și prin urmare cursa dinamică se realizează *în realitate* pe elipse ce trec prin punctele M_1, M_2. Dacă excitația ar fi monoarmonică, cursa dinamică ar fi reprezentată de o elipsă ; întrucît excitația este multiarmonică, cursa dinamică este repre-

Scanned with OKEN Scanner

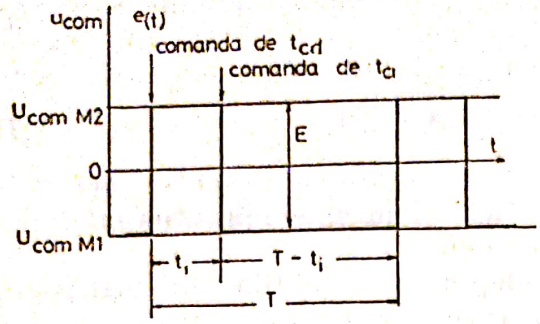


Figura 1.4.4. Cursa dinamică în regim de impuls

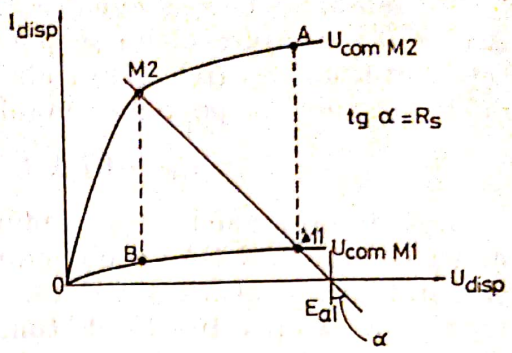


Figura 1.4.5. Ciclul limită CIL

zentată de o multitudine de elipse a căror „rezultantă" este *elipsa deformată* M_1AM_2B (fig. 1.4.5). Acest traseu corespunde limitei de deformabilitate a elipsei Z_s pentru spectrul de frecvență f implicat de excitație, $f \in [0, \infty)$, motiv pentru care această elipsă deformată este denumită în lucrare *ciclu limită* (CIL). Intuitiv, ciclul limită ilustrează capacitatea CA de a amplifica în putere, pentru că două din brațele sale, M_1A și M_2B corespund situației $Z_s = 0$, situație de „șunt" la ieșirea CA — ceea ce corespunde maximului amplificării de curent $\Rightarrow A_{i\,max}$ — iar celelalte două brațe ale CIL, AM_2, BM_1 corespund situației $Z_s \to \infty$, deci situației de „gol" la ieșirea CA — ceea ce corespunde maximului amplificării de tensiune $\Rightarrow A_{u\,max}$. Prin urmare, punctul de funcționare M, în mișcarea sa imprimată de excitație, realizează pe fiecare semiciclu M_1AM_2, M_2BM_1 succesiunea $A_i \to A_u$, $A_i \to A_u$.

Întrucît curentul crește prin DNL în semiciclul M_1AM_2, acesta va fi semiciclul conducției sau *comutației directe* (CD), iar semiciclul M_2BM_1 va fi al blocării sau al *comutației inverse* (CI). Modificarea FPS în sensul comutației directe cere un timp care este, în principiu, proporțional cu masa FPS, cu intensitatea $I_{M_2} - I_{M_1} = \Delta I_{disp}$, cu lungimea ST, cu gradul de interacție dintre materia existentă în ST și FPS, și este invers proporțional cu factorii de accelerare (tensiunea aplicată, tensiunea de dirijare pe ST). Acest timp specific de parcurgere a semiciclului M_1AM_2 se va numi *timp de comutație directă* (t_{cd}). Similar, timpul specific la parcurgerea semiciclului M_2BM_1 se va numi *timp de comutație inversă* (t_{ci}). Întrucît parcurgerea ST este mai greoaie dacă a dispărut factorul de accelerare al tensiunii aplicate (momentul comenzii de t_{ct} în fig. 1.4.4), rezultă că :

$$t_{ci} \neq t_{cd} \Rightarrow t_{ci} > t_{cd}. \tag{1.4.10}$$

Procesul de mișcare a punctului de funcționare pe semicicluri (sau pe semielipse) este deci acela al amplificării de curent și de tensiune (în ansamblu, al amplificării de putere), acela al stabilirii răspunsului de curent $r_{i(t)}$ și de tensiune $r_{u(t)}$ în timpii necesari parcurgerii semiciclurilor (semielipselor) ; în impuls, pe timpul de comutație t_c. Se poate vorbi deci de o viteză de stabilire a răspunsurilor $r_{i(t)}$, $r_{u(t)}$ pe t_c, care e în fapt viteza de mișcare a punctului M pe semiciclu :

$$v_M = \frac{dr_{(t)}}{dt} \neq 0 \tag{1.4.11}$$

și care desemnează o etapă tranzitorie, un *regim tranzitoriu* în forma răspunsului $r_{(t)}$.

De exemplu, pentru o formă sinusoidală de amplitudine A și de perioadă $T = \frac{2\pi}{\omega}$, durata regimului tranzitoriu este $t_c = \frac{T}{2}$ iar v_M devine $v_M = A\omega\cos\omega t = \pi \frac{A}{t_c}\cos\pi\frac{t}{t_c}$. Deci pentru ca v_M să fie mare, t_c trebuie să fie cît mai mic (și reciproca).

Sigur că pentru un spectru larg de pulsații, în speță pentru funcția treaptă aplicată, v_M va trebui să urmărească pulsația cea mai înaltă posibilă. „Cea mai înaltă" din spectrul funcției treaptă are valoarea infinită; „cea mai înaltă posibilă" de a fi urmărită cu inerția FPS este de pildă ω_t, unde:

$$\omega_t < \infty \tag{1.4.12}$$

Ea implică viteza cea mai mare de deplasare a punctului de funcționare pe semicicluri.

Prin urmare, mișcarea lui M pe semicicluri (semielipse), regimul tranzitoriu sau procesul de amplificare trebuie asociat cu posibilitatea circuitului de a reda pulsațiile ridicate, înalte din spectrul excitației.

Așa cum s-a văzut, cursa dinamică este marcată de intersecția R_s cu caracteristicile statice ($M'M''$ sau M_1M_2 în figurile 1.4.1), ca atare în procesul amplificării sînt antrenate structura DNL, structura Z_s și, dacă există, structura Z_{ss}. Acest ansamblu formează „axa amplificării" sau *lanțul de amplificare*, a cărui principală problematică este *redarea pulsațiilor înalte* $\{\omega_i\}$, *din spectrul excitației* respectiv micșorarea distorsiunilor de înaltă frecvență în $r_{(t)}$.

Rămînînd la excitarea CA cu funcția treaptă pozitivă și negativă din fig. 1.4.4, se va urmări situația punctului M după parcurgerea cîte unui semiciclu. De pildă, după ce a fost parcurs M_1AM_2 în timpul t_{cd}, rezultă că M continuă să fie plasat în M_2 pentru intervalul $(t_i - t_{cd})$. Prin urmare viteza sa este nulă și nici un parametru de amplitudine din răspuns nu se mai modifică: $I = I_{M2}$, $U = U_{M2}$ pe intervalul considerat. Aceasta corespunde unui *regim staționar*. Durata sa este egală cu intervalul care corespunde desemnării palierului în răspunsul $r_{(t)}$ al CA; pentru că e vorba de stabilitatea lui M în M_2, se va spune că se formează durata de palier t_{p2}:

$$t_{p2} = t_i - t_{cd}. \tag{1.4.13}$$

La fel vor sta lucrurile după parcurgerea semiciclului M_2BM_1, a lui t_{ci}: M va rămîne stabil în M_1, cînd $I = I_{M1}$, $U = U_{M1}$, iar $r_{(t)}$ va avea un palier de durată t_{p1}:

$$t_{p1} = (T - t_i) - t_{ci}. \tag{1.4.14}$$

Ambele regimuri staționare se caracterizează deci prin viteza nulă a punctului de funcționare al DNL, ori aceasta implică pulsație asociată nulă:

$$v_M = 0 \Rightarrow \omega = 0$$

respectiv situarea în domeniul pulsațiilor joase din spectrul excitației $\Rightarrow \{\omega_j\}$.

Scanned with OKEN Scanner

Considerînd că generatorul de semnal GS (fig. 1.4.2) este și el la rîndul său un CA excitat cu un semnal de forma celui din fig. 1.4.4, rezultă că circuitul de cuplaj Z_{c1}, partea sa reactivă, trebuie să se comporte ca o legătură galvanică pentru pulsațiile înalte ω_i ca să redea amplitudinile de pe fronturi și să nu altereze stabilitatea palierului. Respectiv, să aibă proprietatea de a transfera ideal palierele excitației, sau domeniul pulsațiilor joase ω_j din spectrul excitației. Aceeași comportare trebuie să aibă și Z_{c2}, de la ieșirea CA.

Prin urmare, problematica „axei de cuplaj", a *lanțului de cuplaj* din care fac parte structurile Z_{c1}, DNL, Z_{c2} este diferită de a celui de amplificare și privește îndeosebi *redarea pulsațiilor joase* din spectrul excitației sau micșorarea distorsiunilor de joasă frecvență din $r_{(t)}$.

Întrucît ideal ar fi ca Z_{c1}, Z_{c2} să se comporte galvanic de la pulsații $\omega \in [0, \infty)$, iar idealul nu poate fi atins, rezultă că va exista un domeniu de pulsații joase $\{\omega_j\} \neq 0$ pentru care Z_{c1}, Z_{c2} pot fi considerate ca avînd o comportare ideală. Așadar, stabilitatea palierelor nu poate fi totală și denumirea de regim staționar nu corespunde realității. De aceea în întreaga lucrare problematica determinată de pulsațiile joase $\{\omega_j\}$ va fi aceea a *regimurilor cvasistaționare* (CVS). În cazul excitării cu impulsuri se va vorbi despre CVS1 pentru remanența lui M al DNL în M_1 și de CVS2 pentru remanența lui M în M_2, pe caracteristicile statice.

Explicațiile calitative date cu privire la funcționarea dinamică a CA, la apariția distorsiunilor la joase și înalte frecvențe în $r_{(t)}$ impun concluzia că acest „cel mai simplu circuit cu DNL-TEP" are o problematică a sa proprie, determinată de structura sa, de rolul său și nu de tehnologia de realizare a structurilor direcționale și nedirecționale. Acestei problematici i se va găsi un răspuns cantitativ prin calculele din capitolele următoare.

1.4.3. Montaje fundamentale ale CA (MF-CA)

Întrucît CA este construit pe DNL-TEP, urmează că prin permutarea succesivă a celor trei electrozi principali se obțin *trei montaje fundamentale ale* CA:

— cu electrodul de comandă comun, prescurtat *montaj fundamental* COM;

— cu electrodul emisiv comun, prescurtat *montaj fundamental* EM;

— cu electrodul colector comun, prescurtat *montaj fundamental* COL.

Prin asociație cu cele patru clase tehnologice discrete actuale asimilate de DNL, montajul COM corespunde cazului în care grila e pusă în comun la TCG, TCV și TU, sau baza e pusă în comun la TB. Dacă se are în vedere și suita de dispozitive din fig. 1.3.1—1.3.4 se vede că excitația e aplicată la *em*, iar răspunsul e obținut la *col*, transferul de semnal urmînd drumul natural al FPS în ST al DNL. De aceea montajul COM se va numi și *montajul natural*.

Înțelesul de „electrod comun" este acela de electrod față de care se iau toate tensiunile aplicate celorlalți electrozi sau schemei. Altfel spus, electrodul comun este un electrod de referință.

Oricare dintre MF conține structurile menționate: DNL drept „cheie" în circuit, Z_s ca impedanță de sarcină necesară pentru obținerea amplificării

Scanned with OKEN Scanner

de tensiune și putere (A_u, $A_p \neq 0$), Z_{c1}, Z_{c2} ca impedanțe de cuplaj cu GS și cu un etaj beneficiar, iar Z_{ss} ca sarcină suplimentară dacă e necesară.

Dacă schema cuprinde Z_s și Z_{ss}, se va spune că CA este cu sarcina generalizată Z_{ss}.

Datorită faptului că la DNL se permută succesiv electrozii și că *em*, *com*, *col* devin rînd pe rînd *electrod comun*, *electrod de intrare*, *electrod de ieșire*, în figura 1.4.2 s-au dat aceste ultime denumiri electrozilor DNL.

Oricare dintre MF poate să se afle în regimuri de funcționare, „de clasă A", cvasiliniar, așa cum e cel din fig. 1.4.1, *a*), sau în zona normală, activă, neliniară, așa cum e cel dat în fig. 1.4.5, sau în zonele forțate ale conducției sau ale blocării pentru care răspunsul la electrodul de ieșire e *limitat*, așa cum rezultă el în fig. 1.4.1, *b*) și *c*). Evident că la fiecare montaj fundamental corespunde o altă secțiune de intrare și de ieșire și că fiecăruia dintre ele îi corespund caracteristici statice proprii ; pe aceste caracteristici statice trebuie lucrat și pe ele trebuie delimitată zona activă, interiorul ei și exteriorul ei, planul fictiv ce corespunde conducției sau blocării forțate pentru fiecare MF. În ipoteza că CA lucrează cu excitație și răspuns de tip impuls, atunci el este un amplificator de impuls (AI), în oricare din MF menționate.

Dacă, de pildă, pe lîngă TEP, dispozitivul concret prezintă și electrozii secundari (*es*) care joacă un rol important static și dinamic la unele dispozitive concrete (pentoda, alte tuburi multigrilă), atunci DNL trebuie reprezentat cu numărul corespunzător de electrozi, iar numărul de MF va fi egal cu numărul electrozilor prezenți în DNL. Printre aceste MF există însă sigur cele trei montaje, COM, EM, COL menționate deja.

Așa încît cele trei MF determinate de existența TEP (em, com, col) sînt considerate ca cele mai importante MF ale unui CA, de aceea ele vor fi studiate teoretic în capitolul II.

1.4.4. Tipuri de structuri nedirecționale utilizate în CA

În paragraful 1.4.1 s-a stabilit componența necesară a CA în raport cu funcțiile pe care le îndeplinește. Această componență se menține la oricare MF.

Funcționalitatea lanțului de amplificare sau a celui de cuplaj impune la rîndul ei componența Z_s, Z_{ss}, $Z_{c1,2}$.

În ceea ce privește impedanța Z_s, de pildă, ea este suportul semnalului tensiune din răspunsul $r_{(t)}$, deci trebuie să conțină o rezistență ($\alpha \neq 0$, $\operatorname{tg} \alpha \neq 0$ în fig. 1.4.1) care să intersecteze familia de caracteristici statice ale DNL de la E_{at} la zero volți.

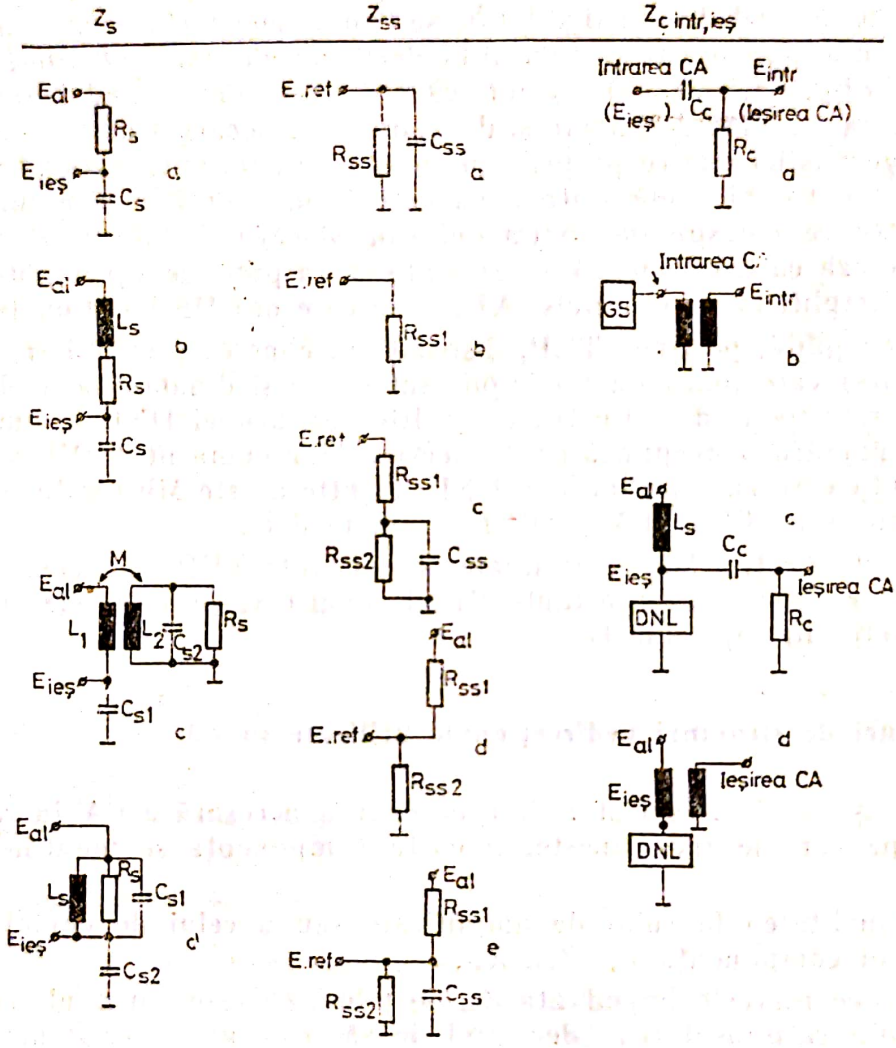
Această rezistență poate fi montată fizic între electrodul de ieșire și E_{at}, așa cum se arată în tabelul 1.4.1 (rubrica Z_s, *a*). Ca adaos parazit e figurată numai capacitatea proprie C_s. Întrucît rezistența R_s este cea care fixează în principal valoarea Z_s, această impedanță se va numi *preponderent rezistivă* : Z_sPR.

În același tabel (rubrica Z_s, *b*) e montat R_s însoțit de propriul său efect inductiv L_s sau de altul, exterior și înseriat cu el — ceea ce reprezintă o variantă a Z_sPR.

Scanned with OKEN Scanner

O situație des întîlnită e aceea a montării unui transformator între E_{al} și electrodul de ieșire ca în figura Z_s, *c*, a tabelului 1.4.1. În acest caz pe caracteristicile statice ale DNL se va situa o rezistență de sarcină reflectată $R'_s = R_s/n^2$, unde $n = \frac{n_2}{n_1}$ este raportul de transformare ($\operatorname{tg}\alpha = R'_s$). Valoarea lui Z_s este fixată în principal de inductanța mutuală $L_M \cong \sqrt{L_1 L_2}$, de aceea Z_s se va numi *preponderent inductivă* : Z_sPL (L_M mai este notat în literatură prin M_{12} sau M_{21} sau M).

Tabelul 1.4.1



În figura *d* a tabelului 1.4.1 (rubrica Z_s) este arătată o *sarcină rezonantă*, care determină selectarea unei armonice de pulsație $\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C_{s1} + C_{s2})}}$ la ieșirea DNL, din spectrul excitației, făcînd ca CA cu Z_s rezonant (Z_s-REZ) să fie un caz particular în ansamblul CA. Pe caracteristicile statice ale DNL se reflectă în acest caz rezistența echivalentă a circuitului la rezonanță $R_s = R_d$.

În legătură cu Z_{ss} (rubrica corespunzătoare din tabelul 1.4.1), se știe că el joacă în practică rolul de a forma o polarizare determinată de curentul

prin dispozitiv (figurile *a*, *b*, *c*) sau preluată și prin divizor de la o tensiune exterioară (figurile *d*, *e*). Această tensiune este fie decuplată (unde există C_{ss}), fie nedecuplată, cînd pe R_{ss} se culege și o tensiune de reacție pentru circuitul de intrare al DNL.

Așa cum s-a mai precizat, CA poate fi cu sarcină generalizată ($\exists Z_s$ și Z_{ss}) sau numai cu Z_s($\exists Z_s$ iar $Z_{ss} = 0$). Fie într-un caz, fie într-altul, din punctul de vedere al lanțului de amplificare, CA se pot divide în raport cu Z_s astfel:

— circuite de amplificare cu sarcină preponderent rezistivă: CA-Z_sPR;

— circuite de amplificare cu sarcină preponderent inductivă: CA-Z_sPL;

— circuite de amplificare cu sarcină rezonantă: CA-REZ.

Fiind un caz particular, asupra CA-REZ nu se va insista în mod deosebit în lucrare.

Privitor la impedanțele de cuplaj de la intrarea și ieșirea DNL ($Z_{c\ intr.\ ieș}$ în tabelul 1.4.1) ele sînt de asemenea clasificabile. Nevoile funcționale menționate anterior dovedesc că Z_c pot fi: galvanice (ceea ce nu s-a mai figurat în tabelul 1.4.1), cu reactanță capacitivă *serie* cu semnalul pentru a se comporta ca un scurt circuit (SC) pe timpii de comutație (figurile *a* și *c*), cu reactanță inductivă *paralel* pe semnal pentru a se comporta ca un gol (G) pe timpii de comutație (figurile *b* și *d*).

Cînd există C_c, impedanța de cuplaj se va numi *preponderent capacitivă*: Z_cPC, iar cînd există cuplaj prin transformator (L_M) ea se va numi *preponderent inductivă*: Z_cPL.

Sigur că, în practică este de preferat asociația lui Z_sPR cu Z_cPC și a Z_sPL cu Z_cPL.

Prin urmare MF menționate deja pot fi studiate în calitate de CA-Z_sPR, CA-Z_sPL, sau CA-REZ, cu cuplajele corespunzătoare.

Deși în capitolul II studiul analitic va fi întreprins în cele mai generale condiții de lucru și deci în cazul sarcinii generalizate, fără a se preciza componența Z_s, Z_{ss}, Z_c, prezentarea calitativă și clasificarea din paragraful de față (1.4.4) este utilă. Utilitatea se vădește în următoarele:

— se ordonează tipurile de CA;

— se avertizează asupra faptului că Z_sPR, Z_sPL, Z_s-REZ, vor contribui calitativ la fel la distorsiunile de înaltă frecvență, doar cantitativ contribuția lor va fi diferită, specifică;

— se avertizează asupra faptului că Z_cPC, Z_cPL contribuie calitativ la fel la distorsiunile de joasă frecvență, dar cantitativ diferit, specific.

Aspectele cantitative, specifice vor fi luate în considerație în capitolul III, după ce se vor cunoaște relațiile de maximă generalitate (RMG); se va urmări atunci, (cap III) între altele, și procedeul de particularizare al RMG în raport cu componența menționată a sarcinii și a cuplajului. Se va obține astfel atît o imagine globală asupra răspunsului CA, cît și una specifică, pe tip de CA.

Scanned with OKEN Scanner

1.5. Circuitul de amplificare CA, sistem fundamental de structuri (SFS) în construcţia circuitelor electronice active

1.5.1. Funcţii electronice

În cadrul acestui paragraf se demonstrează că oricare funcţie electronică îndeplinită de un circuit electronic activ (CIEA), diferită de funcţia de amplificare de putere, este reductibilă la aceasta. Şi, implicit, că orice circuit electronic activ este reductibil la CA. Dacă în urma argumentării respective nu va mai rămîne îndoială asupra acestor reducţii, rezultă că problema teoretizării şi proiectării CIEA este şi ea reductibilă la teoretizarea şi proiectarea CA, respectiv la teoretizarea şi proiectarea MF.

Totodată ar rezulta că direcţionalitatea FPS şi amplificarea de putere sînt proprietăţi fundamentale în electronică, iar CA poate fi considerat *sistem fundamental de structuri* (SFS) al CIEA.

Funcţii importante în electronică sînt, pe lîngă RLS şi amplificarea de putere, autooscilarea (O), modularea (M), mixarea sau heterodinarea (H); iar specifice circuitelor de comutaţie sînt generarea şi formarea de impulsuri dreptunghiulare (GFID), generarea şi formarea de impulsuri triunghiular-trapezoidale (GFIT-TR), realizarea de funcţii logice (FL), respectiv de funcţii logice fundamentale (FLF), combinaţionale (FLC) şi secvenţiale (FLS) care se bazează pe funcţia de memorare (MEM) a regimurilor cvasistaţionare (CVS). De asemenea, funcţii importante sînt cele de selecţie, discriminare şi comparare (SDC) de semnale în raport cu unul sau altul dintre parametrii acestora.

Multe din funcţiile menţionate se pot realiza şi cu structuri pasive, cu circuite pasive; de pildă RLS, filtrarea ca şi formarea de impulsuri dreptunghiulare (FID) sau triunghiular-trapezoidale (FIT-TR), în principiu formarea de semnale, formarea de funcţii logice (FL). Aceasta pentru că, la filtrare de pildă, structurile pasive prezintă fiecare în parte toate componentele necesare unei rezonanţe şi ca atare şi ansamblul lor; pentru că, la formare de pildă, soluţia curenţilor ca funcţii de timp în aceste structuri sînt exponenţiale sau sinusoide amortizate exponenţial, cu care se pot aproxima alte funcţii de timp — alte forme de semnal.

Dar folosirea CIEA aduce anumite avantaje în raport cu circuitele pasive destinate realizării funcţiilor respective.

Printre avantajele pe care le aduce folosirea dispozitivelor active în circuit se enumeră:

— realizarea unor impedanţe mari de separare între etaje;

— posibilităţi largi de reglare a parametrilor ce caracterizează semnalele generate sau prelucrate;

— realizarea de impedanţe electronice variabile cu parametrii de regim dinamic (amplificare, pulsaţie, grad de modulaţie).

În continuare, se va vedea necesitatea CA în obţinerea funcţiunilor electronice şi avantajelor enumerate.

Scanned with OKEN Scanner

1.5.2. Funcţia de autooscilaţie. Structura funcţiei, structura circuitului oscilator

Aşa cum s-a arătat în paragraful 1.4 direcţionarea şi amplificarea de putere sînt proprietăţile de bază ale lanţului de amplificare din CA. De asemenea, s-a mai arătat că DNL prezintă o schemă proprie destul de complicată dacă se iau în consideraţie efectele electrice ale materiei care-l constituie (fig. 1.3.8). Prin urmare DNL se dovedeşte un reglor foarte comod al intensităţii curentului electric prin circuit cu ajutorul cîmpului electric, magnetic, electromagnetic, dar este în acelaşi timp un reglor costisitor pentru că rămîn pe ST căderi de tensiune din semnalul aplicat, se scurg din FPS curenţi pe căi laterale, diminuîndu-se eficienţa semnalului aplicat şi micşorîndu-se valoarea curentului principal.

Totodată, s-a precizat că prin parcurgerea caracteristicii dinamice se realizează atît amplificarea de curent cît şi de tensiune. Deci dacă s-ar putea obţine o amplificare de tensiune supraunitară iar excesul de tensiune de la ieşirea CA s-ar returna la intrare, ar exista un mijloc de compensare a căderilor de tensiune interne de pe DNL. Iar dacă s-ar putea obţine o amplificare de curent supraunitară, returnînd excesul de curent la intrarea CA, s-ar compensa pierderile de curenţi prin căile de fugă din DNL.

Raportul dintre căderile interne de tensiune de pe DNL, ΔU_{DNL}, şi curentul pierdut prin DNL, ΔI_{DNL} reprezintă impedanţa echivalentă de pierderi a DNL, Z_{DNL}. Prin compensarea ΔU_{DNL} s-ar anula Z_{DNL} şi căderea de tensiune pe impedanţele Z_s, Z_{ss} ar fi maximă (fig. 1.4.2). Iar dacă prin funcţia A_u, s-ar supracompensa ΔU_{DNL}, respectiv s-ar crea un $(-\Delta U_{DNL})$ ar apare chiar o impedanţă negativă în circuitul menţionat ($Z_{DNL} < 0$) ceea ce echivalează cu realizarea condiţiei de autooscilare. La fel, dacă prin funcţia A_i s-ar crea un $(-\Delta I_{DNL})$, atunci $Z_{DNL} < 0$ şi circuitul CA ar deveni de asemenea *un oscilator*.

Pentru a fixa ideile, se reprezintă în fig. 1.5.1 domeniul de stabilitate al CA cuprins în cadranul I unde $\Delta U_{DNL} > 0$, $\Delta I_{DNL} > 0$, $Z_{DNL} > 0$ şi domeniile de instabilitate, *de oscilaţie* care sînt cuprinse în cadranele II şi IV — unde $\Delta U_{DNL} > 0$, $\Delta I_{DNL} < 0$, $Z_{DNL} < 0$ şi respectiv $\Delta U_{DNL} < 0$, $\Delta I_{DNL} > 0$, $Z_{DNL} < 0$. Trebuie observat că în procesul amplificării dinamice transferul

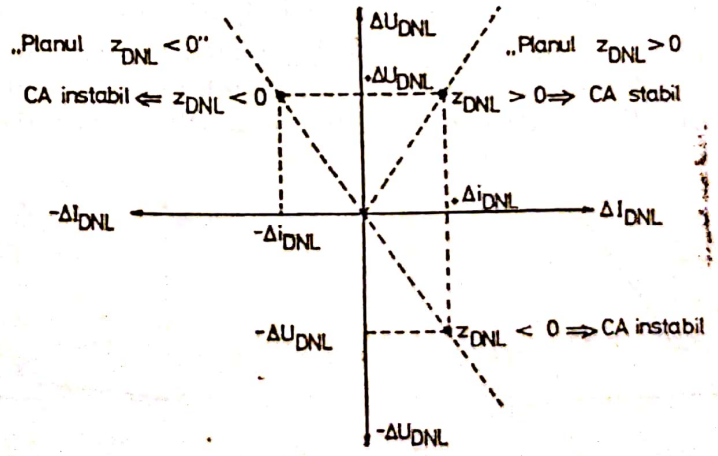


Figura 1.5.1. Domeniile posibile ale Z_{DNL}

Scanned with OKEN Scanner

excesului de curent *alternează* cu transferul excesului de tensiune, ceea ce s-a menționat de fapt la analiza calitativă a proceselor tranzitorii pe semiciclu. Ca atare situația din cadranul III nu este nici teoretic și nici practic posibilă.

Revenind la situațiile din cadranele II și IV (fig. 1.5.1) pentru care se poate scrie :

$$Z_{DNL} = \frac{+\Delta U_{DNL}}{-\Delta I_{DNL}} \text{ și respectiv } Z_{DNL} = \frac{-\Delta U_{DNL}}{+\Delta I_{DNL}};$$

ele sugerează faptul că se pot asocia porțiunii de rezistență internă negativă de pe caracteristicile dispozitivelor cu rezistență negativă elaborate în diferite clase tehnologice ; de exemplu, celor cu *„caracteristică statică de tip N"* (dispozitive cu N sau DCN) și respectiv celor cu *„caracteristică statică de tip S"* (dispozitive cu S sau DCS). Ambele tipuri de dispozitive *provoacă oscilații în circuit* dacă punctul de funcționare *M* e pus în condiția de a înconjura zona de rezistență negativă pe un ciclu limită determinat de întinderea acestei zone și numai pe acel ciclu (CIL) (fig. 1.5.2 și respectiv 1.5.3).

Cu alte cuvinte, orice circuit în care apare o impedanță sau o rezistență negativă ce compensează „frecări pozitive" existente în acel circuit — oscilează. Această Z, $R < 0$ poate fi formată *dinamic*, așa cum o formează CA la care s-a introdus *o cale de reacție*, sau *static*, cu ajutorul tehnologiei, creînd dispozitive cu rezistență internă negativă pe baza unor *procese electronice* (efectul dinatron la TCV, efectul Gunn la TU, efectul tunel la TB ș.a. cu caracteristică N), a unor *procese ionice* (ionizările din stabilovoltul de la TCG, din tiristorul de la TB ș.a. cu caracteristică S), sau a unor procese mixte.

Oscilatoarele realizate cu dispozitive cu $R < 0$ prezintă unele inconveniente la utilizarea și la depanare. Printre ele, cel ce decurge din faptul că parametrii semnalului generat depind de aceia ai unui singur CIL și, deci, la schimbarea dispozitivului sau la variația condițiilor de mediu, de lucru, se vor modifica și parametrii oscilației. Acest dezavantaj exprimă *instabilitatea oscilației* de fapt, instabilitate accentuată încă prin variația tensiunii de alimentare, a rezistențelor de sarcină în cadrul unei clase de toleranță — la depanare. În ansamblu, o oscilație atît de dependentă de condițiile de mediu și de funcționare nu e comod de exploatat și de întreținut. De aceea, în continuare se vor face referiri la circuitele cu DNL în care $R < 0$ apare *dinamic*, pe baza reacției din circuit și nu datorită altor procese fizice.

Evident, pentru a compensa frecările pozitive întîmpinate de FPS la creșterea sau la scăderea sa în DNL, reacția trebuie să conserve faza semnalului de la intrarea CA pentru oricare din sensurile de variație ale curentului

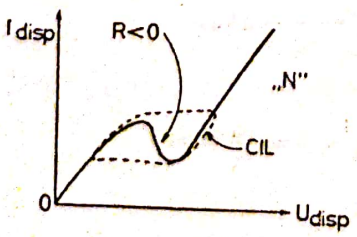


Figura 1.5.2. CIL la dispozitivele cu caracteristică N

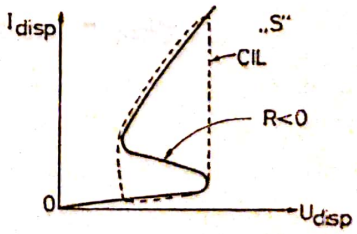


Figura 1.5.3. CIL la dispozitivele cu caracteristică S

Scanned with OKEN Scanner

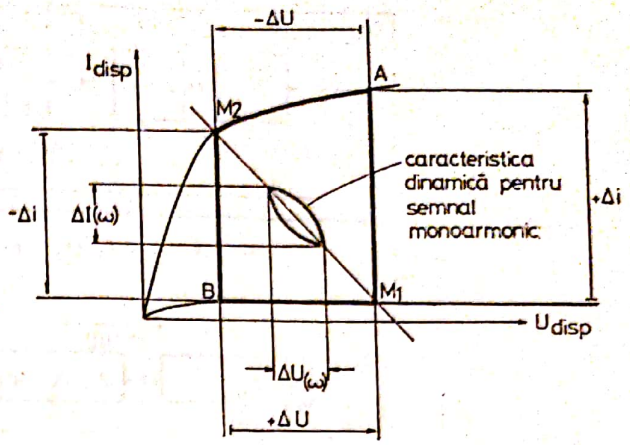


Figura 1.5.4. CIL la DNL în oscilația liniară și neliniară

sau tensiunii, fie pe caracteristica dinamică — dacă regimul de oscilație este liniar, armonic, fie pe ciclul limită dacă regimul de oscilație este neliniar, în impulsuri (fig. 1.5.4). Coincidența fazelor este asigurată numai de *reacția pozitivă*, R_φ^+. Ca atare un regim de oscilație O se stabilește dacă la funcția de amplificare în putere se asociază reacția pozitivă, iar un oscilator O se obține dacă la CA se adaugă o rețea de reacție pozitivă R_φ^+. Deci structura funcției de oscilare O este compusă din funcția A_p și R_φ^+ ; consecința practică este că circuitul oscilator CO(O) este compus din CA și circuitul reacției pozitive :

$$O = A_p + R_\varphi^+ \Rightarrow CO = CA + R_\varphi^+. \qquad (1.5.1)$$

Rețeaua de reacție poate fi o rețea pasivă sau poate fi ea însăși constituită din CA. Fie într-un caz, fie într-altul, funcția de amplificare de putere se dovedește a fi *funcția fundamentală* pe care se bazează funcția de oscilație și, analog, circuitul de amplificare *sistemul fundamental de structuri* (SFS) al circuitului oscilant (fig. 1.5.5).

Evident că CO poate fi construit teoretic cu oricare dintre MF menționate, dacă $|A_i|, |A_u| > 1$ pentru fiecare semicursă pe caracteristică dinamică, sau pentru fiecare semiciclu, cu oricare dintre Z_s menționate. El poate funcționa în aceste variante *în regim liniar*, cînd *oscilația* rezultată este *sinusoidală*, sau în regim *neliniar*, cînd *oscilația* rezultată este un *impuls*. Pentru regimul neliniar, CA este în fapt un amplificator de impulsuri (AI) iar oscilatorul este un oscilator neliniar (O_{NL}), așa cum este notat și în fig. 1.5.6. Adaptînd relația (1.5.1) la regimul neliniar se poate scrie că :

$$O_{NL} = AI + R_\varphi^+. \qquad (1.5.2)$$

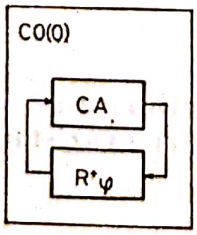


Figura 1.5.5. Structurile unui circuit oscilator CO

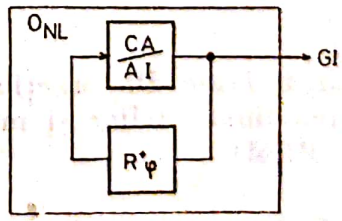


Figura 1.5.6. Structura unui oscilator neliniar O_{NL} sau generator de impulsuri (GI)

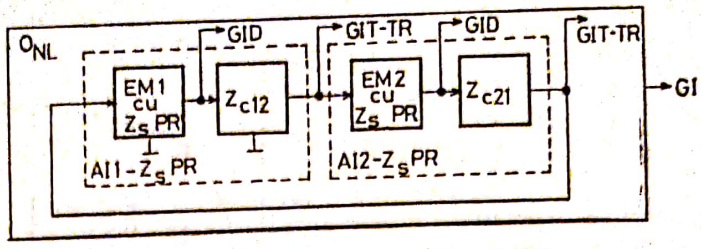


Figura 1.5.7. O_{NL} cu AI—Z_sPR

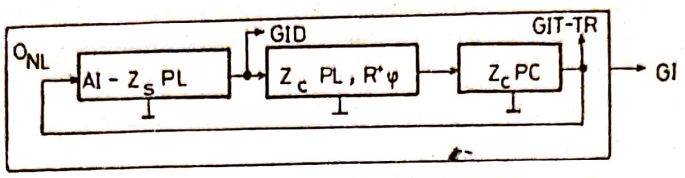


Figura 1.5.8. O_{NL} cu AI—Z_sPL

În fig. 1.5.7 este arătată schema bloc construită pe structuri a unui oscilator neliniar în care rețeaua de reacție este de asemenea un amplificator de impulsuri. Se disting deci două lanțuri de amplificare în MF de tip EM cu sarcină preponderent rezistivă Z_sPR, cuplate între ele cu cuplaj preponderent capacitiv Z_cPC ($Z_{c1,2}$ și $Z_{c2,1}$).

În electrodul de ieșire al fiecărui amplificator de impulsuri, AI1-Z_sPR și AI2-Z_sPR, forma de undă rezultată este de impuls dreptunghiular, iar în electrodul de intrare se obține impuls triunghiular sau trapezoidal. Astfel O_{NL} din fig. 1.5.7 este simultan un generator de impulsuri dreptunghiulare (GID) și unul de impulsuri triunghiular-trapezoidale (GIT-TR).

Se poate construi și o categorie de astabil cu Z_s-REZ, dar aceasta ar însemna să se formeze ca răspuns o sinusoidă. Prin aceasta s-ar reveni la cazul oscilatorului liniar care nu e tipic pentru comutație.

În figura 1.5.8 este structurată schema unui oscilator neliniar O_{NL} cu amplificator de impulsuri realizat pe sarcină preponderent inductivă Z_sPL. Profitînd de existența unei inductanțe în circuit, s-a realizat rețeaua de reacție tot printr-o înfășurare, ca și cuplajul cu o sarcină exterioară, cu un beneficiar (Z_cPL și R^+_φ). Cuplajul intern, dintre înfășurarea de reacție și intrarea AI-Z_sPL se face printr-un Z_cPC. Și acest O_{NL} realizează funcțiile GID și GIT-TR. Neavînd stări stabile, circuitele din fig. 1.5.7 și 1.5.8 reprezintă astabilul cu AI-Z_sPR și respectiv astabilul cu AI-Z_sPL.

În continuare, se va putea urmări cum derivă din funcția de generare a impulsurilor (GI) și alte funcții din domeniul neliniar de lucru al DNL, specifice comutației, cum sînt formarea de impulsuri (FI) și memorarea de regimuri cvasistaționare (MEM).

1.5.3. Funcții derivate din funcția de autooscilație neliniară : formarea impulsurilor și memorarea de regimuri cvazistaționare (FI și MEM)

La CA/AI al unui generator de impulsuri (GI), ciclul limită este parcurs mereu, pe toată durata oscilației. Timpul de parcurs al unui ciclu corespunde unei perioade T de oscilație ; folosind notațiile introduse pentru timpii de

Scanned with OKEN Scanner

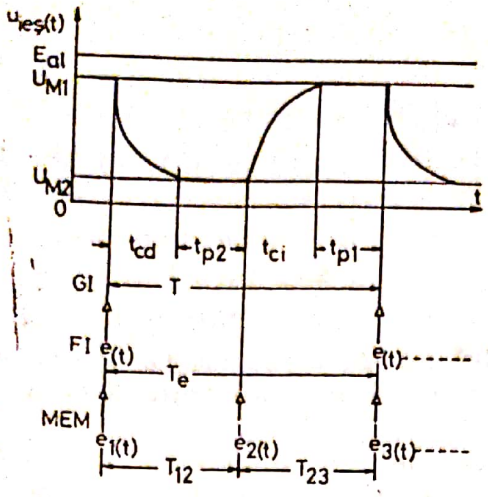


Figura 1.5.9. Corespondența dintre CIL și răspunsul în timp al unui oscilator

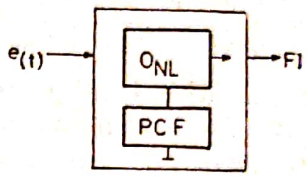


Figura 1.5.10. Introducerea unui PCF în structura O_{NL} (GI) pentru a realiza un formator de impulsuri (FI)

comutație t_{cd}, t_{ci} și pentru duratele de palier t_{p1}, t_{p2} în paragraful 1.4.2, T se poate exprima prin:

$$T = t_{cd} + t_{p2} + t_{ci} + t_{p1} \tag{1.5.3}$$

pentru oscilația dintr-un electrod de ieșire (fig. 1.5.9). Prin R_{φ}^{+}, T se perpetuează cîtă vreme sistemul de structuri al CO(GI) alimentat rămîne intact.

Dacă în acest mecanism de realizare a rezistenței negative, a oscilației, se introduce o frînă (evident, folosind mijloacele pentru care este sensibil FPS : electrostatice, magnetostatice, electromagnetice) atunci rezistența negativă se anulează, iar oscilația încetează. Se va presupune de exemplu că această frînă este *o polarizare de condiționare a funcționării* (PCF) așa cum se vede în fig. 1.5.10. PCF menține oscilatorul într-o stare stabilă, bine determinată, motiv pentru care acest sistem de structuri poate fi denumit *monostabil*. În funcție de sarcină, se conturează deci două categorii de circuite de acest tip în domeniul comutației: monostabil cu AI-Z_sPR și monostabil cu AI-Z_s PL.

Circuitul monostabil iese din starea stabilă numai dacă i se aplică un impuls $e_{(t)}$ a cărui amplitudine de tensiune depășește valoarea PCF; începînd cu aplicarea sa, la un electrod de ieșire se obține forma de undă din fig. 1.5.9, respectiv o oscilație declanșată pe o perioadă T_e. Structurile circuitului dau temporizările pentru următorii timpi din relația 1.5.3: t_{cd}, t_{p2}, t_{ci}, iar t_{p1} este determinat de perioada excitației T_e, de condiții exterioare; deci triada t_{cd}, t_{p2}, t_{ci} este comună și astabilului și monostabilului. Prin urmare, într-o perioadă a excitației se *formează* un impuls caracterizat de triada menționată și de amplitudinea $U_{M1} - U_{M2}$ (fig. 1.5.9):

$$T = T_e \tag{1.5.4}$$

Prin urmare, fiecare inițiere în parcurgerea CIL este determinată de excitație, de exteriorul schemei, de *o comandă*; atunci monostabilul nu este

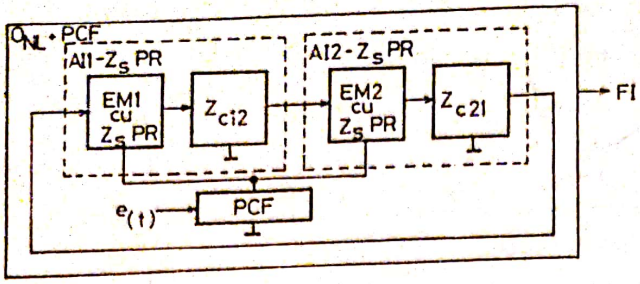


Figura 1.5.11. FI cu AI-Z_sPR

decît un astabil inhibat, ce se dezinhibă numai la comandă. Deci forțind o definiție restrînsă, monostabilul, formatorul de impulsuri (FI) nu este decît un „astabil comandat".

Este evidentă atunci structurarea sa similară practic cu a astabilului și *faptul că* CA/AI *este un* SFS *pentru construcția monostabilului*. Se poate scrie deci structura funcției de formare a impulsurilor (FI) și structura circuitului formator de impulsuri (CFI sau FI):

$$FI = A_p + R_{\varphi}^{+} + PCF \Rightarrow CFI(FI) = (AI + R_{\varphi}^{+}) + PCF = GI + PCF. \quad (1.5.5)$$

Structurarea formatorului de impulsuri cu AI-Z_sPR se bazează deci pe a generatorului de impulsuri cu AI-Z_sPR la care se adaugă o polarizare de condiționare a funcționării ca în figura 1.5.11, iar a FI cu AI-Z_sPL se bazează pe a GI cu AI-Z_sPL la care se adaugă polarizarea de blocare a autooscilației PCF, ca în fig. 1.5.12.

Urmărind figura 1.5.4 și 1.5.9 se vede că mai apare posibilitatea de a fragmenta parcurgerea ciclului și respectiv a perioadei în felul următor: la aplicarea excitației $e_{1(t)}$ punctul de funcționare M să parcurgă semiciclul M_1AM_2 și să staționeze în M_2 (fig. 1.5.4), ceea ce în forma de undă corespunde descrierii t_{cd} și remanenței pe t_{p2} (fig. 1.5.9), urmînd ca la aplicarea excitației $e_{2(t)}$ să se parcurgă semiciclul M_2BM_1 cu staționare în M_1, iar în forma de undă să se descrie t_{ci} și remanența pe t_{p1}. Încheierea unei perioade a răspunsului corespunde sfîrșitului perioadei T_{23}, respectiv aplicării excitației $e_{3(t)}$. Prin urmare, după parcurgerea a două perioade ale excitației se descrie perioada răspunsului la acest circuit:

$$T = T_{12} + T_{23} \quad (1.5.6)$$

deci, din acest punct de vedere, el este un multiplicator de perioade sau *un divizor de frecvență*.

Pentru a obține o astfel de funcționare rezultă că trebuie introdusă „frîna" de care s-a amintit mai sus după fiecare semiciclu și inhibată o semioscilație, apoi următoarea semioscilație etc. Timpul de inhibare corespunde unei durate de palier t_p:

$$t_{p2} = T_{12} - t_{cd}\ ;\ t_{p1} = T_{23} - t_{ci}. \quad (1.5.7)$$

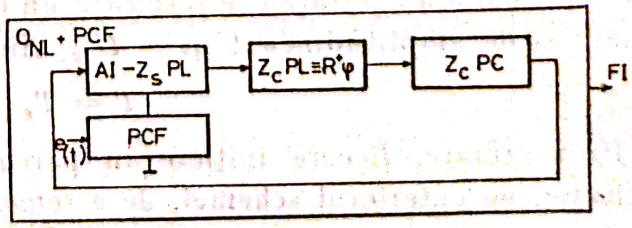


Figura 1.5.12. FI cu AI-Z_sPL

În relația 1.5.7, timpii de comutație t_{ca}, t_{ci} aparțin circuitului și sînt determinați de constantele de timp ale structurilor care formează acest circuit, iar $t_{p1,\,2}$ depind de excitație, de factori exteriori schemei. Rezultă deci că circuitul *memorează* intervalul dintre excitații (cu eroarea adusă de t_c) și, întrucît într-o perioadă a răspunsului său memorează regimurile cvasistaționare opuse, de conducție și de blocare, el este un *circuit binar* (CB). Rămînînd după parcurgerea cîte unui semiciclu fixat fie în M_1, fie în M_2, deci avînd două stări stabile pe perioada răspunsului său, circuitul este *bistabil*. Forțînd definiția bistabilului, se poate spune că el reprezintă în fapt un „astabil fixat" la limitele cursei dinamice, obligat să rămînă în așteptarea excitațiilor pentru a i se debloca starea oscilantă din semiciclu în semiciclu. În acest caz, structura bistabilului este „croită" pe structura astabilului cu adaosul „frînelor". Folosind soluția de blocare electrostatică ca și la monostabil, trebuie introduse două frîne, două PCF : PCF_1 și PCF_2 (fig. 1.5.13) — pentru ca în timp ce o excitație, de pildă una din cele impare, $e_{2k-1(t)}$, anihilează o frînă și eliberează oscilația la începutul unui semiciclu, cealaltă frînă să o blocheze după parcurgerea semiciclului. Ca, apoi, ea să fie anihilată de excitație, de una din cele pare, $e_{2k(t)}$, și oscilația să continue numai un semiciclu ș.a.m.d.

Funcția de memorare și circuitul de memorare binară (MEM) au deci următoarea structură :

$$\text{MEM} = (A_p + \text{R}_\varphi^+) + \text{PCF}_1 + \text{PCF}_2 \Rightarrow \text{MEM(CB)} = (\text{AI} + \text{R}_\varphi^+) + \text{PCF}_1 + \text{PCF}_2 = \text{GI} + \text{PCF}_1 + \text{PCF}_2. \qquad (1.5.8)$$

Rezultă *că* CA/AI *este* SFS *pentru un circuit de memorare binară.*

Pentru a exemplifica structura unui CB construit pe AI cu Z_sPR, se va lua structura de bază a O_{NL} din fig. 1.5.7 și se vor introduce PCF_2 și PCF_1 ca polarizări în impedanțele de cuplaj ale fiecărui etaj de amplificare, așa cum se vede în fig. 1.5.14.

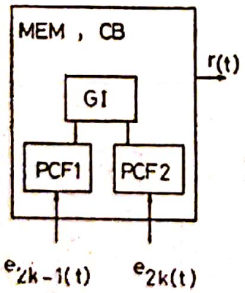


Figura 1.5.13. Introducerea a două PCF în structura O_{NL} (GI) pentru a realiza o memorie de regimuri cvasistaționare (MEM)

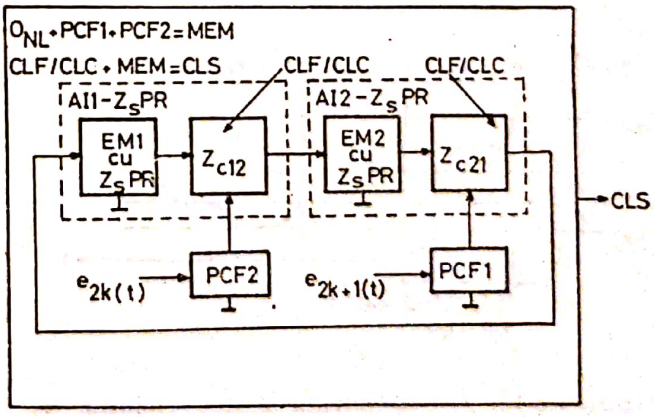


Figura 1.5.14. MEM cu AI-Z_sPR

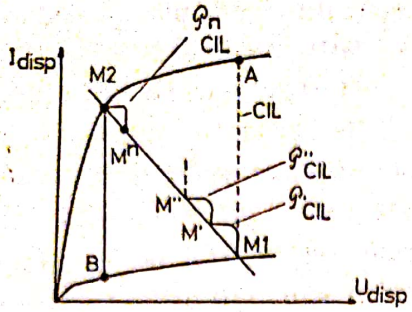


Figura 1.5.15. Cicluri de comutație secundară $\mathcal{P}^n_{CIL}$

Procedeul sintetizat în relația 1.5.8 se poate generaliza în sensul următor:

— ciclul limită poate fi parcurs pe cicluri de comutație secundare, așa cum se figurează în diagramele (1.5.15). Ele sînt părți din CIL: $\mathcal{P}'_{CIL}$, $\mathcal{P}''_{CIL}$ ..., $\mathcal{P}^n_{CIL}$;

— fiecare parte $\mathcal{P}$ din ciclu e caracterizată printr-un timp de comutație care e parte din t_{ci}, t_{ci} ce caracterizează CIL — cum se vede în fig. 1.5.16.

— parcurgerea unui ciclu parțial, secundar, $\mathcal{P}^i_{CIL}$, poate fi incitată de aplicarea unei excitații $e^i_{(t)}$, ($i = 1, 2, \ldots, n$), care să anihileze blocarea oscilației de către o PCF-i și poate fi oprită prin acțiunea celorlalte ($n - 1$)PCF existente în circuit (fig. 1.5.17).

În acest caz circuitul memorează n stări CVS. Structura sa este similară celui cu 2 stări CVS (relația 1.5.8):

$$\text{MEM-}n = \text{GI} + \text{PCF1} + \text{PCF2} + \ldots + \text{PCF}n \qquad (1.5.9)$$

În încheiere la paragrafele 1.5.2 și 1.5.3 trebuie reținută esența demonstrațiilor făcute mai sus, respectiv faptul că funcția de autooscilație se bazează pe funcția de amplificare în putere și faptul că funcția de formare și memorare de impulsuri sînt derivate ale celei de oscilație neliniară. Ca atare circuitul de amplificare este un sistem fundamental de structuri pentru circuitele oscilatoare și pentru cele care derivă din ele: formatoarele de impulsuri și circuitele de memorare a CVS.

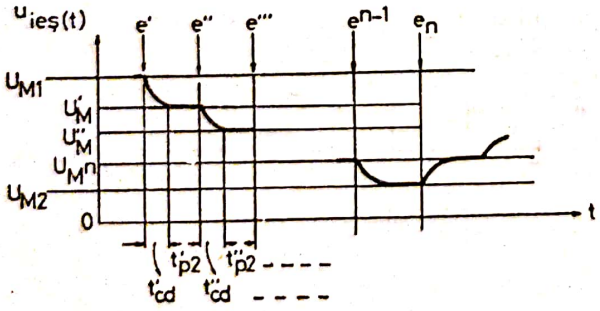


Figura 1.5.16. Corespondența dintre ciclurile de comutație secundară și răspunsul în timp al unei memorii cu n stări staționare

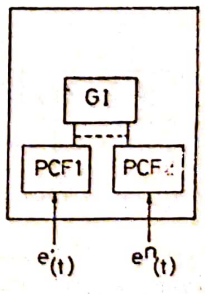


Figura 1.5.17. Structura unei memorii cu n stări statice MEM-n

Scanned with OKEN Scanner

1.5.4. Funcţiile de modulaţie, mixare, heterodinare. Structura funcţiilor, structura circuitelor aferente

Prelucrările semnalelor necesită în multe aplicaţii practice *modulaţia în amplitudine* (M) a unei forme de undă cu alta, amestecul de forme de undă sau mixarea, fie pentru a dispune de combinaţia lor, fie pentru a selecta din această combinaţie un semnal de o anumită frecvenţă ca în cazul *heterodinării* (H). Fiind vorba de combinaţii de semnale, sînt antrenate două semnale cel puţin ; în sens mai larg, pot fi combinate n semnale : u_1, u_2,... ...,u_n. Deci circuitul în care se realizează combinarea lor trebuie să aibă n căi de acces sau n „*canale*" de semnal. Aceste canale pot fi dispuse în două moduri : *serie* sau *paralel*, aşa cum se arată în figurile 1.5.18 şi 1.5.19. Desigur, nu sînt excluse circuite cu canale combinate serie-paralel sau paralel-serie, dar acestea sînt aspecte particulare ; ca tipuri de bază în arhitectura acestor circuite rămîn cele cu *canale-serie* şi *canale-paralele* (CNΣ şi CN‖).

CNΣ sau CN‖ trebuie să lucreze pe o sarcină comună : Z_sPR dacă se urmăreşte combinarea lor prin modulaţie şi Z_s-REZ dacă se selectează din combinaţia lor un semnal de o anumită frecvenţă, respectiv de frecvenţa de rezonanţă a lui Z_s-REZ. Plasamentul lui Z_s este între E_{al} şi punctul A din fig. 1.5.18, 1.5.19. Iar între punctul B al figurii 1.5.18 şi masă poate fi plasat Z_{ss}, ca şi între punctele $B_1 \div B_n$ şi masă în fig. 1.5.19.

Într-o astfel de configuraţie semnalul combinat, modulat sau heterodinat, se obţine între punctul A şi masa circuitului. Se vede că nu natura canalului dictează mixarea ci faptul că structurile canalelor lucrează pe o sarcină comună. În acest caz canalul poate fi construit pe structuri pasive sau active. În ultima variantă, canalul reprezintă circuitul de intrarea într-un CA, sau intrarea în cîteva etaje de amplificare, cuplate între ele serie sau paralel.

Dacă structura canalului este activă, atunci structura funcţiei de modulare (M) şi deci a circuitului modulator (CM sau M) este următoarea :

$$M = (u_1 A_{u1}) \cdot (u_2 A_{u2}) \ldots \cdot (u_n A_{un}) \Rightarrow$$

$$CM(M) = \begin{cases} CA_1 + CA_2 + \ldots + CA_n & \text{la CNΣ} \\ CA_1 \parallel CA_2 \parallel \ldots \parallel CA_n & \text{la CN‖} \end{cases} \qquad (1.5.10)$$

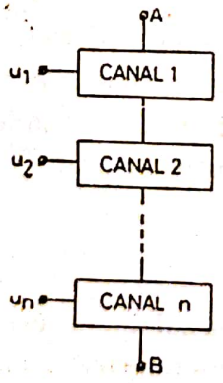


Figura 1.5.18. Structuri cu canale serie (CΣ) pentru accesul a n semnale

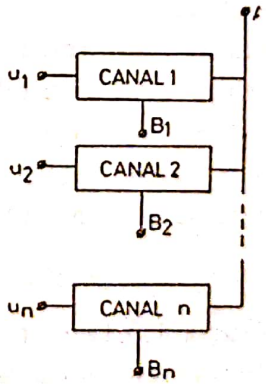


Figura 1.5.19. Structuri cu canale paralel (C‖) pentru accesul a n semnale

Scanned with OKEN Scanner

unde CA_t este CA cu Z_sPR. Iar structura funcției de heterodinare (H) și a circuitului de heterodinare (CH sau H) este similară:

$$H = (u_1 A_{u1})(u_2 A_{u2}) \Rightarrow$$

$$CH(H) = \begin{cases} CA_1 + CA_2 & \text{la CN}\Sigma \\ CA_1 \parallel CA_2 & \text{la CN}\parallel \end{cases} \qquad (1.5.11)$$

unde $CA_{1,2}$ au Z_s-REZ.

Prin urmare funcțiile de modulare, mixare, heterodinare se bazează pe funcția de amplificare în tensiune, respectiv de putere, care se dovedește a fi funcție fundamentală pentru compunerea lor și ca atare *circuitele de modulație, mixare, heterodinare cuprind* CA *ca sistem fundamental de structuri* (SFS al M, H).

1.5.5. Formarea și selecția de funcții logice

Formarea și selecția de funcții logice sînt funcții întîlnite în domeniul comutației, pentru că nivelurile de curent sau de tensiune stabilite în regimurile CVS pot fi asimilate fie familiei minoranților $\{m\}$ fie celei a majoranților $\{M\}$, respectiv lui zero logic „O_L" și lui unu logic „I_L".

În algebra binară, operațiile care se pot efectua cu cele două numere 0 și 1, au o anumită ierarhie. La bază stau operațiile logice fundamentale de negare, de însumare și de înmulțire prin care se formează *funcțiile logice fundamentale* (FLF): NU, SAU, ȘI. Cu ajutorul lor se pot forma combinații, ca de pildă SAU-NU, ȘI-NU ș.a., obținîndu-se o întinsă clasă de *funcții logice combinaționale* (FLC). Dacă o funcție logică fundamentală sau combinațională se și memorează, se obține o *funcție logică secvențială* (FLS).

Funcțiile logice pot fi formate și cu mijloace electronice, respectiv cu ajutorul unei categorii speciale de circuite de comutație (CIC) care se numesc, în consecință, *circuite logice* (CL). Respectînd ierarhia menționată, CL cuprind: *circuitele logice fundamentale* (CLF), *circuitele logice combinaționale* (CLC) și *circuitele logice secvențiale* (CLS), după cum formează FLF, FLC și, respectiv, FLS.

În continuare, în raport cu operațiile logice enumerate, se vor comenta soluțiile posibile ale circuitelor electronice care să le îndeplinească.

CLF. Algebra logică operează cu variabilele binare de „adevăr" simbolizat prin „1" și de „fals" simbolizat prin „0". Între adevăr și fals există oponență, deci falsul se obține *negînd* adevărul:

$$0 = \bar{1} \qquad 1 = \bar{0}. \qquad (1.5.12)$$

Dacă operația 1.5.12 se realizează cu ajutorul semnalelor electrice, rezultă că trebuie lucrat cu semnale în antifază, în stări electrice opuse: curent mic (0) — curent mare (1) sau tensiune mică (0) — tensiune mare (1). Aceasta se poate realiza cu structuri pasive; de exemplu cu un cuplaj inductiv, respectiv cu un transformator cu factor de transformare $n = 1$ și cu

Scanned with OKEN Scanner

înfășurările în antifază se simulează relația 1.5.12, se efectuează operații de negare. Circuitul îndeplinește funcția NU și deci el este un circuit de negare, un circuit NU.

Oricare MF are un circuit de intrare și un circuit de ieșire, analoage primarului și secundarului transformatorului de mai sus. Dacă printre MF va exista unul care să prezinte $A_i < 0$ sau $A_u < 0$ atunci acela va fi un circuit NU activ. Aceasta urmează să o precizeze calculul generalizat. Deocamdată, cu experiența existentă la TCV, TU, TB, se știe că un montaj cu catodul comun, sau cu sursa comună, sau cu emiterul comun prezintă $A_u < 0$; deci, prin analogie, se poate afirma anticipînd calculele că un MF-EM este un circuit NU (fig. 1.5.20).

Suma logică (disjuncția sau reuniunea) se obține pentru mai multe variabile logice x_i (minimum două):

$$y = x_1 + x_2 + \ldots + x_n = x_1 \cup x_2 \cup \ldots \cup x_n \qquad (1.5.13)$$

ca și produsul logic (conjuncția sau intersecția):

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \ldots \cdot x_n = x_1 \cap x_2 \cap \ldots \cap x_n. \qquad (1.5.14)$$

Prin însumare logică se formează funcția SAU, iar prin înmulțire logică — funcția ȘI.

Prezența mai multor variabile logice, respectiv mai multor semnale de intrare, conduce la necesitatea „canalelor" menționate la funcția de modulație — mixare — heterodinare.

Așa cum s-a specificat în paragraful 1.5.4, canalele variabilelor de intrare ce urmează a fi „amestecate", de data aceasta în sensul relațiilor 1.5.13, 1.5.14, formează configurații serie (CNΣ) și paralel (CN$\|$) ce pot fi realizate cu structuri pasive sau active, iar pe sarcina comună se obțin aici y-SAU, y-ȘI. Configurațiile respective sînt adaptabile în „logic". Sarcina în acest caz este de tip Z_sPR, netrebuind să se efectueze selecția unei anumite frecvențe.

Mai e necesar ca pe canalul respectiv să nu se inverseze faza semnalului care reprezintă x_i.

Se știe că la TCV, TU, TB un montaj cu anodul, drena sau colectorul comun nu inversează faza tensiunii aplicate la intrare, pe grilă sau bază, ca și montajul cu grila sau baza comună. Aceste montaje corespund la MF-COL și respectiv MF-COM. Calculul generalizat va stabili dacă $A_u > 0$ la COL și COM, dar experiența existentă permite să se anticipeze structurarea circuitelor SAU, ȘI active pe aceste montaje fundamentale, așa cum se arată în fig. 1.5.21.

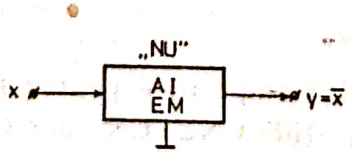


Figura 1.5.20. Circuit NU activ

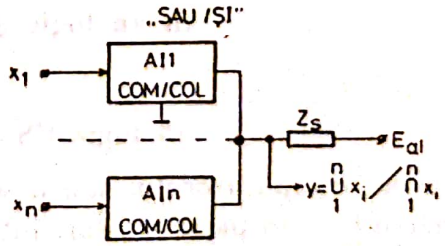


Figura 1.5.21. Structura unui circuit SAU/ȘI cu n variabile $x_1 \div x_n$.

Scanned with OKEN Scanner

Prin urmare CA lucrînd în comutaţie, ca AI, reprezintă un SFS pentru CLF — active.

CLC. De vreme ce FLC sînt combinaţii ale FLF, rezultă că şi CLC trebuie să se construiască pe baza CLF. Conform precizărilor anterioare CLC pot să cuprindă numai structuri pasive sau şi structuri active. În ultimul caz, construcţia lor se bazează pe AI; ca atare AI este SFS al CLC-active.

CLS. Asociaţia dintre CLF sau CLC cu un circuit cu memorie formează un circuit logic secvenţial (CLS), după cum s-a mai precizat. Dacă CLF este activ, CLC activ şi MEM este construit după modelul din fig. 1.5.14, rezultă că AI este SFS al CLS. Aceasta explică şi a doua adnotare din schema structurală a fig. 1.5.14:

$$\text{CLS} = \text{CLF/CLC} + \text{MEM} \Rightarrow$$

$$\text{CLF}_{(\text{AI})}/\text{CLC}_{(\text{AI})} + \text{MEM}_{(\text{AI})}. \qquad (1.5.15)$$

Se poate conchide deci că orice CL activ are AI ca SFS al structurii sale. Cu ajutorul CLF, CLC, CLS se construiesc blocuri aritmetice, aşa încît AI este şi un SFS al acestor blocuri în varianta activă, care e de fapt cea mai uzitată.

1.5.6. Compararea şi selecţia de semnale după un parametru

O comparaţie sau o selecţie (CS) de semnal ($\rightleftarrows$) după un parametru $\underline{\underline{(p}}$ presupune prezenţa unui etalon al acelui parametru în circuitul care face una din aceste operaţii ca şi a semnalului incident (semnalelor incidente) supus comparaţiei sau selecţiei după un parametru. Prin urmare, aceste operaţii presupun intersecţia a cel puţin două semnale. Aceasta conduce la configuraţia de circuit multicanal întîlnită şi la modulatoarele-amestecătoare sau la circuitele logice, unde unul din canale este alocat parametrului-etalon, semnalului de referinţă i_r, u_r, x_r.

Parametrii de comparaţie şi de selecţie (p) sînt numeroşi, cele două operaţii putîndu-se efectua atît în analogic cît şi în logic. Astfel, interesează comparaţia şi selecţia după amplitudine A, fază φ, frecvenţa f, durata de impuls t_i, întîrziere t_δ, timp de comutaţie t_c, cod ş.a. Se poate scrie atunci:

$$\begin{aligned} &\text{în analogic } \text{CS} \Rightarrow u_1 \div u_n \overset{\text{p}}{=} u_r \\ &\text{în analogic şi logic } \text{CS} \Rightarrow u_1 \div u_n \overset{\text{p}}{=} x_r \\ &\qquad\qquad \Rightarrow x_1 \div x_n \overset{\text{p}}{=} u_r \\ &\text{în logic } \text{CS} \Rightarrow x_1 \div x_n \overset{\text{p}}{=} x_r. \end{aligned} \qquad (1.5.16)$$

Schema comparatorului sau a selectorului (CS) e specifică pentru fiecare parametru luat în parte — dar, întrucît configuraţiile CNΣ, CN$\|$ pot fi construite pe structuri pasive sau pe CA, *evident că*, în ultima variantă, CA/AI *devine* SFS *al acestor circuite.*

Scanned with OKEN Scanner

1.5.7. Concluzii la capitolul I

Prin parcurgerea capitolului I se obţin noţiuni noi, necesare pentru tratarea analitică unitară a circuitelor electronice în ansamblu (CIE) şi a celor active în special (CIEA).

Astfel se argumentează că D-FPS pot fi înlocuite cu dispozitivul abstract neliniar DNL-TEP în care FPS este direcţionat şi, ca atare, comandabil într-un sens sau altul cu diferenţe de potenţial biunivoce cu sensul respectiv.

De asemenea, se arată că DNL-TEP poate fi inclus într-un circuit abstract, a cărui cea mai simplă formă în care se manifestă unidirecţionalitatea FPS şi funcţia amplificării de putere A_p este aceea a unui circuit de amplificare CA. În CA abstract, sau generalizat, se pun în evidenţă structurile dispozitivului activ (DNL-extern), ale sarcinii principale şi secundare (Z_s, Z_{ss}), ale cuplajelor cu generatorul de semnal şi cu un circuit beneficiar (Z_{c1}, Z_{c2}). Se clasifică CA pe baza acestor structuri, formulîndu-se categoriile de circuite de amplificare cu sarcină preponderent rezistivă (CA-Z_sPR), preponderent inductivă (CA-Z_sPL) şi rezonantă (CA-REZ). Totodată se construiesc montajele fundamentale (MF) ale CA ţinînd seama că fiecare electrod al DNL poate fi pus în comun; cel de comandă (MF-COM), cel emisiv (MF-EM), cel colector (MF-COL).

Apoi formalizîndu-se funcţiile cunoscute în electronică, se ajunge la concluzia că fiecare necesită unidirecţionalitate şi amplificare de putere. Astfel se construiesc structurile CIEA pe baza CA care, aşa cum se demonstrează, constituie un sistem fundamental de structuri (SFS) pentru orice CIEA. Acum CIEA pot fi organizate după criterii funcţionale ca într-un joc de cuburi cu CA şi alte reţele auxiliare.

Într-un cadru mai extins, aceste aspecte se pot urmări pas cu pas în organigrama 1.

Scanned with OKEN Scanner

ORGANIGRAMA 1

•• Se preconizează tratarea electrică unitară a circuitelor electronice active (CIEA) plecînd de la trăsături comune acestora (sublinierile din organigramă).

• CIEA sînt formate din structuri pasive și active și realizează funcțiile electronice de bază : de amplificare în tensiune (A_u) și în curent (A_i) (§ 1.3, 1.5).

• Pe funcțiile de bază A_u, A_i se pot construi alte funcții electronice sau funcții logice și operații aritmetice cu mijloace electronice ; *de aici decurge posibilitatea de a trata CIEA din punct de vedere funcțional, unificînd clase CIEA diferențiate prin tehnologia de realizare a structurilor pasive și active* (§ 1.5).

• Pentru a se îndeplini funcțiile A_u, A_i e necesară o structură activă, un dispozitiv activ (cu proprietăți de generare internă (§ 1.3).

• Dispozitivele utilizate în electrotehnică folosesc fie fluxul magnetic, fie fluxul de purtători de sarcină (FPS) ; dintre dispozitivele cu FPS se cunosc cele cu rezistență internă negativă (caracteristică de tip N sau S) și cele fără rezistență internă negativă ; lucrarea se referă la CIEA realizate cu dispozitive – FPS fără rezistență internă negativă (§ 1.2 ; 1.3).

• Pentru ca un dispozitiv FPS fără rezistență internă negativă să îndeplinească într-un CA funcția de amplificare A_u, A_i e necesar ca el să aibă minimum trei electrozi principali (TEP) ; un electrod la care se generează FPS (electrod emisiv), altul la care se colectează FPS (electrod colector) după ce traversează spațiul de tranzit din dispozitiv și altul de comandă al FPS între electrodul emisiv și cel colector (§ 1.2, 1.3).

• Dacă dependența dintre curentul prin dispozitiv, denumit în lucrare curent principal (I_{pr}), și căderea de tensiune pe dispozitiv, U_{disp}, este neliniară, atunci dispozitivul este neliniar (DNL) (§ 1.3).

• *Dispozitivul abstract DNL–TEP acoperă din punct de vedere fizic și funcțional dispozitive care aparțin următoarelor clase tehnologice :* tuburi cu vid (TCV), tranzistoare unipolare (TU) discrete și integrate, tranzistoare bipolare (TB), discrete și integrate, sau aliate (TBA) și difuzate (TBD). De asemenea el poate acoperi și dispozitive similare din clase tehnologice neelaborată încă (§ 1.2, 1.3).

• *Prin permutarea electrodului de referință sau comun, se obțin trei conexiuni sau montaje fundamentale ale DNL–TEP : cu electrodul de comandă în comun (COM), cu cel emisiv comun (EM) și cu cel colector comun (COL)* (§ 1.4).

• Structurile pasive de sarcină Z_s din electrodul de ieșire al DNL–TEP pot fi grupate în două mari categorii : cu sarcină preponderent rezistivă, Z_s PR, și cu sarcină preponderentă inductivă, Z_s PL ; *de aici decurge pre-*

zența a două mari categorii de CA : „cu Z_s PR" și „cu Z_sPL" și respectiv a două mari categorii de CIEA : „cu Z_s PR" și „cu Z_s PL" (§ 1.4).

- Dacă în electrodul comun se introduce și o impedanță de sarcină suplimentară, Z_{ss}, atunci se realizează „un lanț de amplificare cu sarcină generalizată" Z_{sg} (§ 1.4).
- Dacă electrodul de intrare și de ieșire se cuplează prin intermediul unor impedanțe de cuplaj, Z_c, la un generator de semnal și respectiv la un circuit beneficiar următor, se formează un sistem de structuri format din lanțul de amplificare și lanțul de cuplaj care este tocmai CA ; se poate spune că un astfel de sistem, la care fiecare din structuri este degrevată de vreun aspect de particularizare, reprezintă circuitul de amplificare generalizat, abstract (§ 1.4).
- Întrucît CA este circuitul ce intervine în construcția oricărei clase de CIEA, el reprezintă sistemul fundamental de structuri (SFS) al CIEA (§ 1.5).
- Întrucît funcțiile de bază A_u, A_i se îndeplinesc de către un circuit specializat, circuit de amplificare (CA), rezultă că toate tipurile de CIEA prin care se obțin alte funcții electronice, logice, operații aritmetice cu mijloace electronice includ CA în construcția lor ; de aici decurge posibilitatea de a trata și proiecta unitar CIEA, pe baza tratării și proiectării CA (§ 1.5).
- Ținînd seama că la excitarea dinamică a unei scheme de CA, punctul de funcționare se poate deplasa fie în zone cu parametri aproape constanți pe caracteristica de ieșire a DNL, fie în altele cu parametri foarte diferiți, rezultă că CA poate fi în clasă A, AB, B, C, în regim armonic sau de impulsuri (§ 1.4).
- În cazul în care CA lucrează în impulsuri el este un amplificator de impulsuri (AI) și ca atare AI este SFS al claselor de circuite în impulsuri sau de comutație (CIC) cum sînt : generatoare, formatoare, memoratoare, modulatoare, selectoare de impulsuri (§ 1.5).

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul II

Teoria generalizată—unitară a circuitului de amplificare

În acest capitol se va expune metoda de analiză a montajelor fundamentale formate la CA cu DNL-TEP, se va aplica metoda în calculul COM, EM, COL obținîndu-se relațiile de maximă generalitate (RMG). De asemenea se vor comenta RMG scoțîndu-se în evidență aspectele fizice importante, legătura dintre organizarea sistemului de structuri care formează CA și proprietățile sale.

2.1. Metoda de analiză a CA

În acest paragraf se precizează calea de calcul a MF de tip COM, EM, COL, condițiile de stabilire a RMG și de particularizare a acestor relații în funcție de diferite necesități practice.

2.1.1. Conceptul de cuadripol activ generalizat (CUAG)

În teoria clasică a amplificatoarelor, calculul unui amplificator înseamnă cu precădere calculul factorului său de transfer în tensiune (A_u) și analiza comportării sale cu frecvența, atît ca modul cît și ca fază. În acest calcul rețeaua dispozitivului neliniar activ este reprezentată de regulă prin diferiți parametri. Pentru dispozitivele din clasele tehnologice TCV, TU (parțial TCG) se folosesc: rezistența internă R_i, conductanța mutuală proprie g_m, factorul static de amplificare în tensiune μ, iar pentru cele din clasa tehnologică TB se folosesc uzual parametrii hibrizi $h_{11} \div h_{22}$ cu semnificația: h_{11} = rezistență de intrare, h_{12} = inversul factorului μ, h_{21} = factorul de amplificare în curent, h_{22} = conductanța de ieșire.

Așa cum se știe, acești parametri se determină pe caracteristicile statice ale dispozitivelor în punctele de funcționare M necesitate de proiect. Ei se calculează fie ca rapoarte ale coordonatelor curent-tensiune în $M(I_M - U_M)$, fie ca rapoarte ale variațiilor curent-tensiune date în jurul lui $M(\Delta I_M - \Delta U_M)$ pentru a se aprecia mai bine neliniaritatea dispozitivului. Raportul dintre variații se efectuează anulînd alte variații curent-tensiune care nu intervin în raport, respectiv în condiții de scurt circuit sau de gol pentru circuitul dispozitivului. De pildă, unul din parametrii menționați, rezistența internă la TCV, TCG se definește ca fiind $R_i = \left.\frac{\Delta U_{ak}}{\Delta I_a}\right|_{M,\ \Delta U_{gk}=0}$ ceea ce înseamnă că variațiile tensiunii anod-catod (ΔU_{ak}) și ale curentului anodic (ΔI_a) se iau în considerație pe o singură caracteristică din familia de caracteristici $I_a - U_{ak}|$

Scanned with OKEN Scanner

U_{gk} = const, pe cea care poartă punctul M, fără a avea variații ale tensiunii grilă-catod (ΔU_{gk}) deci cu intrarea în gol din punct de vedere dinamic (fără GS — fig. 1.4.2).

Alți parametri sînt definiți în condiții de gol la ieșire, alții de scurt circuit la intrare, iar alții în condiții de scurt circuit la ieșire. Aceste lucruri sînt cunoscute, de aceea nu se vor comenta și definițiile celorlalți parametri menționați aici.

Rememorarea de principiu a acestor aspecte s-a efectuat pentru a sublinia faptul că dispozitivul se introduce în calculele clasice ale amplificatorului prin parametrii de curent continuu îndeosebi ; pentru domeniul de înaltă frecvență al CA se iau în considerație și capacitățile sale de la ieșire și de la intrare — iar pentru cel de foarte înaltă frecvență se iau în considerare și cîteva din componentele sale inductive — suprapunîndu-se efectele progresiv, peste rezultatele din domeniul de frecvență anterior.

În teoria clasică nu se face un calcul global bazat pe intervenția globală a rețelei dispozitivului activ în nici una din clasele tehnologice menționate. Evident, ar trebui cunoscut fiecare element component al figurii 1.3.8 ca valoare în punctul de funcționare M, respectiv variația sa cu intensitatea FPS, cu I_{disp} sau cu U_{disp}. După cum se știe, nici un catalog de produs, de dispozitiv, nu oferă aceste date ; ele ar trebui obținute de proiectant în laborator, pe cale experimentală, necesitînd utilizarea unei metodologii și a unei aparaturi speciale.

Cataloagele de dispozitive electronice cuprind atît indicații care sînt comune claselor tehnologice menționate cît și date specifice. Printre indicațiile comune sînt și :

— caracteristicile statice de intrare notate generic prin

$$I_{ieș} = f(U_{intr}) \mid U_{ieș} = \text{ct} \tag{2.1.1}$$

— caracteristicile statice de ieșire sau :

$$I_{ieș} = \text{f}(U_{ieș}) \mid U_{intr} = \text{ct} \tag{2.1.2}$$

— caracteristicile statice de transfer în curent sau tensiune, notate prin :

$$I_{ieș} = \text{f}(I_{intr}) \mid U_{ieș} = \text{ct} \tag{2.1.3}$$

$$U_{ieș} = \text{f}(U_{intr}) \mid I_{ieș} = \text{ct} \tag{2.1.4}$$

— caracteristicile statice de reacție în curent sau tensiune cu notarea generică :

$$I_{intr} = \text{f}(I_{ieș}) \mid U_{intr} = \text{ct} \tag{2.1.5}$$

$$U_{intr} = \text{f}(U_{ieș}) \mid I_{intr} = \text{ct} \tag{2.1.6}$$

În cataloage sînt date uzual caracteristicile 2.1.1 la TCG, 2.1.2 (mai rar 2.1.1) la TCV, 2.1.2 (mai rar 2.1.4) la TU și 2.1.1÷2.1.4 la TB.

De asemenea, printre indicațiile comune sînt cele ce se referă la valorile capacităților dintre electrozi. Dispozitivele sînt neliniare în regim static și dinamic, așa încît valorile capacităților dintre electrozi depind de curentul static prin dispozitiv. Sînt oportune deci curbele capacităților de intrare,

Scanned with OKEN Scanner

ieşire, transfer şi reacţie funcţie de curenţii secţiunilor intrare şi ieşire ale dispozitivelor :

$$C_{intr} = f(I_{intr}) \mid U_{intr} = ct \tag{2.1.7}$$

$$C_{ieş} = f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct \tag{2.1.8}$$

$$C_{tr} = f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct \tag{2.1.9}$$

$$C_{r} = f(I_{intr}) \mid U_{intr} = ct \tag{2.1.10}$$

Considerîndu-se nesemnificativă dependenţa capacităţilor interelectrozi, de curenţii de intrare-ieşire, cataloagele indică valori constante pentru ele la TCV şi anume valorile rezultate din execuţia mecanică a electrozilor. La TCG procedeul e acelaşi, dar importanţa acestor capacităţi e mai mică în calcule deoarece TCG se folosesc în domeniul joaselor frecvenţe sau în comutaţia lentă determinată de faptul că timpul de ionizare este de circa 0,5 μs iar cel de dezionizare de circa 100÷200 μs. Cataloagele dau deseori curbele 2.1.7, 2.1.8 la TU şi TB ; în plus ele dau variaţia admitanţelor de intrare, ieşire, transfer reacţie — cu pulsaţia ω şi cu $I_{ieş}$, la $U_{ieş} = ct$, pentru un montaj fundamental la TB :

$$Y_{intr\ MF} = \begin{cases} f(\omega) \mid I_{ieş} = ct & (2.1.11) \\ f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct,\ \omega = ct & (2.1.12) \end{cases}$$

$$Y_{ieş\ MF} = \begin{cases} f(\omega) \mid I_{ieş} = ct & (2.1.13) \\ f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct,\ \omega = ct & (2.1.14) \end{cases}$$

$$Y_{tr\ MF} = \begin{cases} f(\omega) \mid I_{ieş} = ct & (2.1.15) \\ f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct,\ \omega = ct & (2.1.16) \end{cases}$$

$$Y_{r\ MF} = \begin{cases} f(\omega) \mid I_{ieş} = ct & (2.1.17) \\ f(I_{ieş}) \mid U_{ieş} = ct,\ \omega = ct & (2.1.18) \end{cases}$$

Prin relaţiile 2.1.1÷2.1.18 se subliniază faptul că dispozitivele TCG, TCV TU, TB corespund static şi dinamic la un cuadripol. Întrucît ele sînt asimilate dispozitivului generalizat, abstract, DNL-TEP, rezultă că şi dispozitivul abstract poate fi tratatat ca un cuadripol.

Într-adevăr, la fiecare tip de montaj fundamental, DNL-TEP prezintă o parte de intrare *faţă de electrodul comun* şi o parte de ieşire *faţă de electrodul comun*, asemeni unui *cuadripol*. Deci, dispozitivul abstract DNL-TEP poate fi modelat analitic ca un cuadripol respectiv ca un cuadripol activ, şi întrucît el este desensibilizat de tehnologie, ca un *cuadripol activ generalizat* (CUAG) [120] [121] [124] [125].

Schema sa echivalentă se stabileşte prin asociaţii fizice, mai întîi pentru transferul FPS prin spaţiul de tranzit, ceea ce conduce la structura CUAG-*intern* (conform fig. 1.3.7), apoi pentru efectele iminente care însoţesc transferul FPS cum sînt acumulările de purtători de sarcină şi căderile interne de tensiune în masa electrozilor şi în spaţiul de tranzit, ceea ce conduce la structura CUAG-*extern* (conform fig. 1.3.8).

Scanned with OKEN Scanner

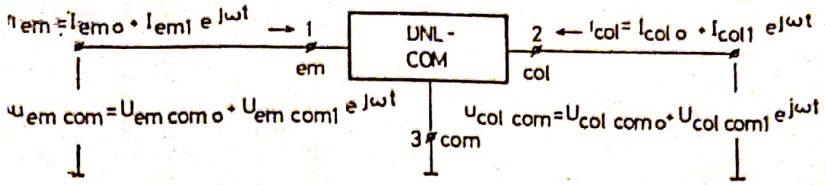


Figura 2.1.1. Schema naturală a DNL-TEP

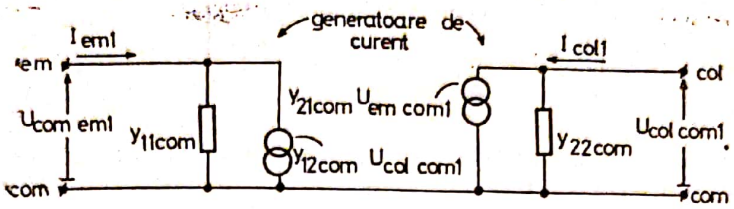


Figura 2.1.2. Schema electrică echivalentă a DNL-TEP

● CUAG *intern*

FPS parcurge spațiul de tranzit atît datorită polarizărilor de *cc*, cît și datorită excitațiilor dinamice ; ca atare spațiul de tranzit opune acestui transfer o impedanță. Între doi electrozi consecutivi *i* și *j* (fig. 1.3.7) există o rezistență r_{ij}, în paralel cu o capacitate C_{ij} și o impedanță L_{ij}, pentru că, pe măsură ce pulsația ω a excitației crește, purtătorii mobili rămîn să oscileze în spațiul dintre cei doi electrozi fără a-l mai traversa. Deci admitanța zonei *ij* la transferul de FPS este (vezi și relația 1.3.10) :

$$y_{ij} \doteq g_{ij} + j\omega C_{ij} \parallel \frac{1}{j\omega L_{ij}} = g_k + jb_k = y_k = z_k^{-1} \qquad (2.1.19)$$

În acest caz se pot stabili ecuațiile de tip cuadripol ale DNL într-unul din cele trei montaje fundamentale. Se observă că la montajul COM (fig. 2.1.1), electrodul de intrare corespunde originii FPS (borna 1 activă), iar cel de ieșire (borna 2 activă) captării FPS — ceea ce corespunde *schemei naturale* de traversare a spațiului de tranzit.

Schemei îi corespund ecuațiile 2.1.20, 2.1.21, în care y_{ij} mai are ca indice electrodul de referință ; în cazul de față, electrodul de comandă „*com*" :

$$i_{em} = y_{11\,com} \cdot u_{em\,com} + y_{12\,com} \cdot u_{col\,com} \qquad (2.1.20)$$

$$i_{col} = y_{21\,com} \cdot u_{em\,com} + y_{22\,com} \cdot u_{col\,com} \qquad (2.1.21)$$

care se pot particulariza pentru regimul de curent continuu și pentru cel dinamic ; ultima particularizare fiind mai cuprinzătoare, se va adopta în continuare. Astfel, schema echivalentă corespunzătoare schemei naturale conține cele două generatoare de curent — care reprezintă „influența ieșirii asupra intrării" și „influența intrării asupra ieșirii " (fig. 2.1.2).

Existența celor două generatoare de curent îngreunează studiul CA, sau transpunerea schemei COM în EM sau COL, de aceea se optează pentru o schemă cu un singur generator (fig. 2.1.3), care are ecuațiile (2.1.22) și (2.1.23)

$$I_{em\,1} = (y_{12\,NL} + y_{13\,NL} + y_m)U_{em\,com\,1} - y_{12\,NL}U_{col\,com\,1} \qquad (2.1.22)$$

$$I_{col\,1} = -(y_{13\,NL} + y_m)U_{em\,com\,1} + (y_{12NL} + y_{32\,NL})U_{col\,com\,1} \qquad (2.1.23)$$

Scanned with OKEN Scanner

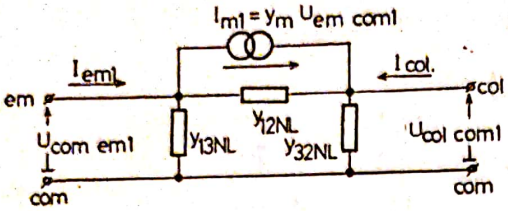


Figura 2.1.3. Schema π echivalentă a DNL-intern : sau CUAG-intern

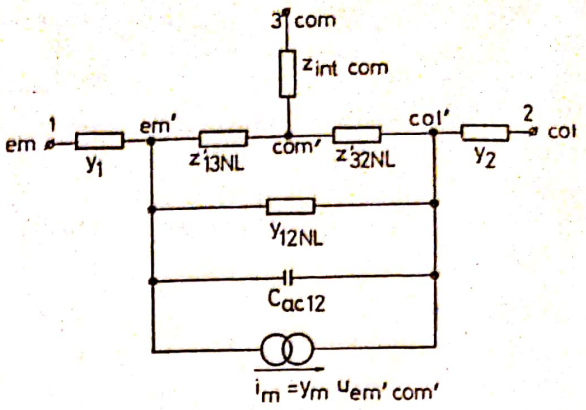


Figura 2.1.4. Schema π echivalentă a DNL-extern : CUAG

și echivalențele din relațiile 2.1.24÷2.1.27 cu schema 2.1.2 :

$$y_{11\ com} = y_{12\ NL} + y_{13\ NL} + y_m \tag{2.1.24}$$

$$y_{12\ com} = -\ y_{12\ NL} \tag{2.1.25}$$

$$y_{21\ com} = -\ (y_{12\ NL} + y_m) \tag{2.1.26}$$

$$y_{22\ com} = y_{12\ NL} + y_{32\ NL} \tag{2.1.27}$$

unde y_m este *admitanța mutuală* a DNL-intern

Schema din figura 2.1.3 reprezintă schema π (generalizată) a CUAG-intern în montaj COM.

Pe ea se va structura schema π a CUAG-extern, ținînd seama tot de realități fizice.

● CUAG-*extern* sau CUAG *propriu-zis*

Schema CUAG-extern rezultă din schema structurală a DNL-extern dată în figura 1.3.8. În această schemă se pot efectua unele restrîngeri, incluzînd capacitățile de acumulare corespunzătoare în impedanțele z'_{13NL} și z'_{32NL} și dînd grupului de elemente ale $z_{int\ em}$ și $z_{int\ col}$ notația de „admitanțele y_1, respectiv y_2" ceea ce se vede în figura 2.1.4.

Pentru obținerea unor RMG ușor adaptabile la dispozitive concrete și domenii de frecvențe uzuale, se va apropia structura din figura 2.1.4 de datele constructiilor reale : orice constructor e interesat în realizarea unui $r_{int\ em}$, $r_{int\ col} \to 0$ pentru a nu avea căderi de tensiune chiar pe electrozii de emitere și de colectare a FPS, după cum orice constructor e interesat în a realiza comanda FPS cu o putere disipată minimă pe electrodul de comandă, respectiv la $r_{int\ com} \to \infty$. Deci o schemă ulterioară nu va mai cuprinde y_1, y_2, ci doar $z_{int\ com}$ dintre efectele date de electrozii înșiși ; de aceea $z_{int\ com}$ va fi singurul z_{int} (relația 1.3.15), iar relația 1.3.16 se poate scrie cu o bună aproximație :

$$i_m = y_m \cdot u_{em\ com'} \tag{2.1.28}$$

De asemenea, capacitatea de acumulare $C_{ac\ 12}$, care poate fi dedusă din capacitățile de acumulare $C_{ac\ 13}$ și $C_{ac\ 32}$, este mai mică decît oricare din componentele ei și poate fi cu atît mai mult neglijată prin comparație cu $C_{12\ NL}$ care e principala capacitate de difuzie a dispozitivului.

Scanned with OKEN Scanner

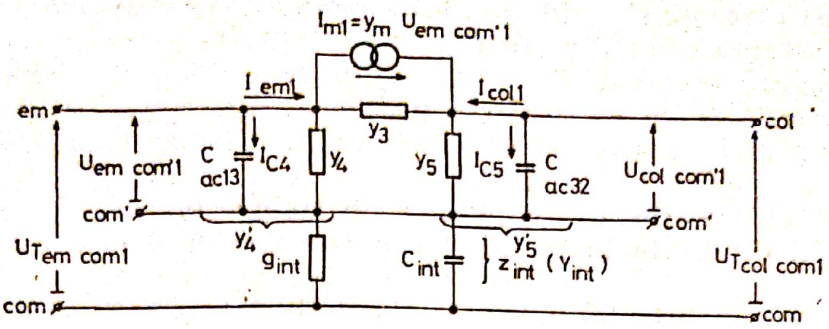


Figura 2.1.5. Schema π — practică, luată în considerare pentru calculele RMG

Este clar atunci că schema 2.1.4 poate fi adusă la un cadru mai simplu; pentru uşurarea notaţiilor se va adopta:

$$y_{12\ NL} = (z_{12\ NL})^{-1} = y_3 \tag{2.1.29}$$

$$y_{13\ NL} = (z_{13\ NL})^{-1} = y_4 \quad \text{respectiv} \quad (z_{13\ NL})^{-1} \cong y'_4 \tag{2.1.30}$$

$$y_{32\ NL} = (z_{32\ NL})^{-1} = y_5 \quad \text{respectiv} \quad (z_{32\ NL})^{-1} \cong y'_5 \tag{2.1.31}$$

cu care se structurează CUAG-extern din figura 2.1.5. Se ia în considerare şi aici, ca şi la CUAG-intern, regimul dinamic de curent alternativ, introducîndu-se în schemă şi în relaţiile ce urmează amplitudinile de tensiune şi curent la excitaţie monoarmonică.

Schema π a CUAG-extern din figura 2.1.5 reprezintă structura CUAG propriu-zisă. Ecuaţiile sale în regim dinamic se construiesc cu ajutorul curenţilor totali şi al tensiunilor totale — de la bornele intrare-ieşire:

$$U_{T\ em\ com\ 1} = U_{em\ com'\ 1} + (I_{T\ em\ 1} + I_{T\ col\ 1})z_{int} \tag{2.1.32}$$

$$U_{T\ col\ com\ 1} = U_{col\ com'\ 1} + (I_{T\ em\ 1} + I_{T\ col\ 1})z_{int} \tag{2.1.33}$$

unde, pentru frecvenţe uzuale:

$$z_{int} \cong \frac{r_{int}}{1 + j\omega C_{int} r_{int}} = \frac{r_{int}}{1 + j\omega \tau_{int}} \tag{2.1.34}$$

$$I_{T\ em\ 1} = I_{em\ 1} + I_{C4} = I_{em\ 1} + j\omega C_{ac\ 13}\, U_{em\ com'1} \tag{2.1.35}$$

$$I_{T\ col\ 1} = I_{col\ 1} + I_{C5} = I_{col\ 1} + j\omega C_{ac\ 32} U_{col\ com'1} \tag{2.1.36}$$

Cu această structură se vor construi montajele fundamentale ale CA: COM, EM, COL şi se vor calcula relaţiile generalizate prin care se modelează proprietăţile CA cu CUAG: factorii de amplificare în tensiune, curent, putere A_u, A_i, A_p, impedanţele de intrare, ieşire, transfer reacţie $Z_{intr}(Y_{intr}), Z_{ieş}(Y_{ieş}), Z_{tr}(Y_{tr}), Z_r(Y_r)$.

Trebuie menţionat că orice element din y_{ij}, sau y'_{ij}, $C_{ac\ 13}$, $C_{ac\ 32}$, r_{int}, C_{int} se pot modela la rîndul lor în funcţie de procesele fizice din dispozitiv. Acest aspect nu interesează în prezenta lucrare; se menţionează însă că, aşa cum s-a alcătuit conceptul de CUAG, el nu este restrictiv faţă de nici unul

Scanned with OKEN Scanner

din modelele prezente sau viitoare ale elementelor sale componente, chiar dacă s-ar folosi schema completă din figura 1.3.8*.

În schema din figura 2.1.5 se permută cei trei electrozi, pe rînd, ca electrozi comuni, electrozi de intrare și electrozi de ieșire. Fiecare din cele trei variante este CUAG pentru unul din cele trei montaje fundamentale COM (fig. 2.1.5), EM și COL.

Pentru a obține schema completă a MF trebuie introduse structurile GS, $Z_{c1,\,2}$, Z_s, Z_{ss} conținute în figura 1.4.2. În calculele care urmează se consideră:

GS reprezentat prin tensiunea totală de la intrarea fiecărui MF și prin rezistența sa proprie r_{gen};

Z_{c1} galvanic (ideal)

Z_{c2} încorporat în unele cazuri lui $Z_s(Z_{sc})$

Z_s, Z_{ss} permanent existente în sistemul de structuri al CA. Astfel, întregul CA poate fi văzut ca un cuadripol. În continuare se va arăta cum se evaluează toți parametrii ce caracterizează cuadripolul CA.

2.1.2. Modalitatea de stabilire a RMG la montajele fundamentale COM, EM, COL

Un MF structurat ca în figura 1.4.2 are „calzi" toți cei trei electrozi principali, așa încît la fiecare din aceste borne calde montajul prezintă impedanțe nenule și factori de amplificare corespunzători. Acest ansamblu reprezintă *parametrii* sau *mărimile caracteristice ale cuadripolului* (MCC) respectiv.

MCC sînt exprimabile analitic în funcție de rețeaua CUAG, de r_{gen} și Z_{sg}, deci nu se va apela în stabilirea RMG la condiții de gol sau de scurt circuit, ci se va obține relația corespunzătoare condițiilor reale de lucru.

Totodată se preia din metodica utilizată experimental pentru aceasta. Spre exemplificare, se va urmări figura 2.1.6.

Pentru un MF dat, un anumit electrod e „de intrare", altul „de ieșire" și un alt anumit electrod este „comun". În această configurație, aplicînd GS pe electrodul de intrare (GS-RN) se va lucra în regimul ce va fi denumit aici „regimul normal" (RN sau N). Corespunzător, toate MCC posibil de stabilit în acest regim vor purta indicele „N". Aplicînd tensiunea GS, se vor produce curenții de intrare și de ieșire în curent alternativ $I_{intr\,1}$, $I_{ieș\,1}$ și curenții fiecărui braț din rețeaua CUAG. Cu acestea se pot defini și calcula

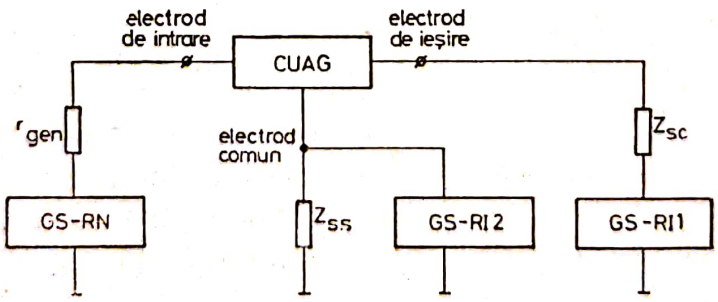


Figura 2.1.6. Dispunerea generatorului de semnal (GS) pentru determinarea mărimilor ce caracterizează cuadripolul CA (MCC)

* CUAG cu schemă completă se găsește în „Structuralizare în electronică" — autor M. Simonescu, în curs de apariție în Editura Academiei R.S.R.

Scanned with OKEN Scanner

factorii de amplificare în regim normal: A_{uN}, A_{iN}, A_{pN} și admitanțele: $Y_{intr\,N}$ ca admitanță de intrare propriu-zisă (Y_{intr}) a acelui MF, $Y_{tr\,N}$ ca admitanță de transfer propriu-zis (Y_{tr}) a acelui MF și Y_{mN} ca admitanță mutuală propriu-zisă (Y_m) a acelui MF.

Pentru a obține admitanța de ieșire și de reacție a MF respectiv, trebuie aplicat GS la una din bornele calde de ieșire: cea de ieșire, propriu-zisă unde e cuplat Z_s (Z_{sc}) sau pe electrodul comun, unde e cuplat Z_{ss}. Aplicînd GS la Z_s (GS-RI1), se va lucra în regimul denumit aici *regimul invers-unu* (RI1 sau I1) și aplicînd GS la Z_{ss} (GS-RI2) în cel denumit aici *regimul invers-doi* (RI2 sau I2).

Prin aplicarea tensiunii GS în I1 sau I2 se formează curenți de „intrare" la Z_s sau Z_{ss} cu ajutorul cărora se pot determina admitanțe de intrare la Z_s și Z_{ss} care sînt de fapt admitanțele de ieșire la Z_s, $Y_{ieș\,s}$, și la Z_{ss}, $Y_{ieș\,ss}$, ale MF considerat. Corespunzător, cu ajutorul curenților stabiliți la I1 și I2 prin rețeaua CUAG, se definesc și se calculează admitanțe de transfer la Z_s și Z_{ss} care sînt de fapt admitanțele de reacție la Z_s, $Y_{r\,s}$, și la Z_{ss}, $Y_{r\,ss}$, ale MF considerat.

Avînd în vedere că există sarcină și pe regim invers, și anume r_{gen}, se pot defini și calcula factorii de amplificare în cazul RI1: A_{uI1}, A_{iI1}, A_{tI1}, A_{pI1} și în cazul RI2: A_{uI2}, A_{iI2}, A_{pI2}, deducînd și admitanțele mutuale ale MF la funcționare în regim invers: Y_{mI1}, Y_{mI2}.

Sintetizînd explicațiile de mai sus, pentru stabilirea RMG se vor rezolva ecuațiile de circuit ale CA/AI pentru fiecare din montajele fundamentale COM, EM, COL, cu sarcina generalizată (Z_s, $Z_{ss} \neq 0$) în cazurile:

— în regim normal (N);
— în regim invers cu excitația la Z_s, denumit aici „invers-unu" (I1);
— în regim invers cu excitația la Z_{ss}, denumit aici „invers-doi" (I2).

În acest mod se determină teoretic complet proprietățile funcționale ale montajelor fundamentale, cum sînt amplificările pe tip de regim și admitanțele (impedanțele) CA:
A_{uN}, A_{iN}, A_{pN}, Y_{intr} (Z_{intr}), Y_{tr} (Z_{tr}), Y_m prin studiul regimului N
A_{uI1}, A_{iI1}, A_{pI1}, $Y_{ieș\,s}$ ($Z_{ieș\,s}$), $Y_{r\,s}$($Z_{r\,s}$), Y_{mI1} prin studiul regimului I1
A_{uI2}, A_{iI2}, A_{pI2}, $Y_{ieș\,ss}$ ($Z_{ieș\,ss}$), $Y_{r\,ss}$ ($Z_{r\,ss}$), Y_{mI2} prin studiul regimului I2
unde prin $Y_{ieș\,s,\,ss}$, $Y_{r\,s,\,ss}$ se înțelege admitanța de ieșire, respectiv de reacție, la ieșire pe Z_s sau Z_{ss}. Se folosește în acest studiu schema π a CUAG din fig. 2.1.5.

Totodată, studierea COM, EM, COL în cele trei regimuri N, I1, I2 este dictată de *practica utilizării* CA/AI în zona activă, în regim forțat direct sau invers, cu ieșirea pe Z_s sau pe Z_{ss}, ceea ce necesită și cunoașterea teoretică a comportării CA în aceste cazuri.

Relațiile stabilite pentru amplificările și impedanțele CA în montaj COM, EM, COL sînt de maximă generalitate atît din punct de vedere funcțional, cît și pentru că schema CUAG, Z_s, Z_{ss} sînt exprimabile prin orice model.

Calculele, ca și rezultatele, în întregime originale, sînt sistematizate în logigramele paragrafelor 2.2÷2.4: (2.2.1, 2.2.4, 2.2.7)—A și —B pentru COM, (2.3.1, 2.3.4, 2.3.7)—A și —B pentru EM, (2.4.1, 2.4.4, 2.4.7)—A și—B pentru COL. Nu se redau decît unele etape de calcul. O cantitate mai mare de calcule intermediare e redată în lucrările [124] și [127].

Anticipînd, transformările de impedanță care apar în procesul amplificării sînt și ele calculate generalizat. Întrucît Miller [134] semnalează primul

Scanned with OKEN Scanner

aceste transformări (calculate de el în situații particulare: numai la Z_{intr} al montajului EM cu TCV și $Z_s = 0$, în regim monoarmonic de clasă A), în această lucrare se vor desemna ca „efecte Miller generalizate" transformările de impedanțe rezultate la fiecare din montajele fundamentale.

2.1.3. Particularizări ale CUAG

În capitolul I s-au prezentat argumentele ce vin în sprijinul creării unei teorii unitare a CIE:

— posibilitatea de a structura un dispozitiv abstract cu proprietate de generare internă de curent: DNL-TEP (DNL);

— construirea unui circuit amplificator CA cu ajutorul DNL;

— demonstrarea faptului că un CA stă la baza oricărui circuit electronic activ (CIEA), respectiv CA este SFS al CIEA și prin urmare teoria asupra CA este valabilă pentru orice CIEA.

În capitolul II, paragrafele 2.2 ÷ 2.4, se formulează analitic teoria unitară asupra CA, stabilindu-se RMG ale mărimilor ce caracterizează cuadripolul CA în orice MF.

Relațiile generalizate rezultate prin tratarea electrică unitară a CA sînt importante prin aceea că pun în evidență: modul în care e implicată rețeaua CUAG și sistemul de structuri al CA în procesele de amplificare, transformare de impedanță, cum se comportă CA cu pulsația, răspunsul său în timp, stabilitatea CA. Prin aceasta, RMG formează baza analitică pentru aprecierea funcționalității fiecărui MF, fiecărei familii CIEA constituită pe un anumit MF sau pe variantele MF. Totodată ele sînt și baza analitică pentru proiectarea unitară a tuturor acestor scheme.

Dar, ținînd seama că proiectantul folosește un dispozitiv concret, ce aparține la o anumită clasă tehnologică, e interesant de văzut dacă există vreo posibilitate analitică de a particulariza RMG pe clase tehnologice. E interesant din punct de vedere teoretic și e util pentru proiectare; dacă posibilitatea ar exista, ea ar mări gradul de aplicabilitate al teoriei și ar închide în felul acesta cercul dialectic: de la particular la general și apoi, pe un text îmbogățit de generalizare, din nou spre particular.

Pentru aceasta, s-a întreprins un studiu de comparare a valorilor concrete ale admitanțelor ce compun CUAG, pe clase tehnologice [120] [124], ajungîndu-se la concluzia că elementele ce compun y_{int} reprezintă cel mai bine separarea dispozitivelor pe clase tehnologice. Deci y_{int} poate fi parametrul de particularizare tehnologică a RMG.

Mai în amănunt, considerînd că, la frecvențe uzuale, din y_{int} fac parte numai r_{int} și C_{int} (relația 2.1.33), relațiile sau *criteriile de particularizare tehnologică* (CPT) sînt:

$$\text{pentru TCG}: \underbrace{\begin{cases} r_{int} \cong 0 \\ C_{int} \cong \infty \end{cases}}_{\substack{\text{după ce grila} \\ \text{pierde controlul} \\ \text{asupra FPS}}} \Rightarrow z_{int} \cong \infty \qquad (2.1.36)$$

Scanned with OKEN Scanner

pentru TCV : $\begin{cases} r_{int} = 0 \\ C_{int} = 0 \end{cases} \Rightarrow z_{int} \cong 0$ (2.1.37)

pentru TU : $\begin{cases} r_{int} = 0 \\ C_{int} \neq 0 \end{cases} \Rightarrow z_{int} \cong \infty$ (2.1.38)

pentru TB : $\begin{cases} r_{int} \neq 0 \\ C_{int} = 0 \end{cases} \Rightarrow z_{int} = r_{int}$ (2.1.39)

Prin urmare, aplicînd CPT din relațiile 2.1.36 ÷ 2.1.39 asupra CUAG acesta devine un *cuadripol activ particular* (CUAP) aparținător claselor tehnologice menționate :

$$\text{CPT} \sim\!\!\rightarrow \text{CUAG} \Rightarrow \text{CUAP} \qquad (2.1.40)$$

ceea ce înseamnă și particularizarea figurii 2.1.4 pe clasă tehnologică. Se va observa, de pildă, că pentru TCG, $z_{int} = \infty$ conduce la $u_{em'com'} = 0$, respectiv la anularea proprietății de generare internă imediat după extinderea ionizării în TCG, deci și la anularea A_u, A_p.

Modul în care CPT se aplică RMG se va urmări în paragraful următor, alături de alte particularizări posibile.

2.1.4. Particularizări ale RMG

Se procedează la particularizarea RMG pentru a se urmări mai multe aspecte interesante cum sînt :

— obținerea expresiilor MCC pentru fiecare clasă tehnologică, ceea ce permite, între altele, compararea lor cu expresiile determinate în teoria clasică ;

— modul de variație a expresiilor MCC cu unul sau altul din factorii de dependență interni (ai rețelei CUAG) sau externi (r_{gen}, Z_{sg}, Z_{sc}). Dacă factorii de dependență ai MCC depind la rîndul lor de un alt factor, ca de pildă temperatura, radiațiile, presiunea, umiditatea etc., atunci poate fi urmărită variația expresiilor MCC cu acel sau acei factori de mediu ;

— corelarea RMG cu regimul de lucru de pe caracteristicile statice ale DNL în scopul deducerii din RMG a unor relații mai simple, mai ușor de abordat în proiectare, mai sugestive din punct de vedere fizic.

Pentru a obține expresiile MCC proprii fiecărei clase tehnologice se vor aplica criteriile de particularizare tehnologică (CPT) la RMG, determinîndu-se astfel relațiile de particularizare tehnologică RPT. La cele patru clase tehnologice se determină astfel aplicațiile ($\sim\!\!\rightarrow$) după modelul analog relației 2.1.40 :

$$\text{CPT} \sim\!\!\rightarrow \text{RMG} = \text{RPT} \qquad (2.1.41)$$

respectiv la

$$\underline{\text{TCG}} \qquad \lim_{(\text{CPT } 2.1.36)} \text{RMG} = \text{RPT}\Big|_{\text{TCG}} \qquad (2.1.42)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\underline{TCV} \qquad \lim \text{RMG} = \text{RPT}\Big|_{TCV} \qquad (2.1.43)$$

(CPT 2.1.37)

$$\underline{TU} \qquad \lim \text{RMG} = \text{RPT}\Big|_{TU} \qquad (2.1.44)$$

(CPT 2. 1. 38)

$$\underline{TB} \qquad \lim \text{RMG} = \text{RPT}\Big|_{TB} \qquad (2.1.45)$$

(CPT 2.1.39)

După cum s-a precizat, RMG sînt funcţii de reţeaua CUAG şi de structurile Z exterioare. Păstrînd structura z a CUAG, e posibil să se urmărească variaţia RMG cu valorile pe care le iau elementele din structurile exterioare, şi invers. În primul caz se obţin *relaţii particularizate în funcţie de Z*: RPZ, iar în al doilea caz *relaţiile particularizate în funcţie de z*: RPz. Se pot forma deci aplicaţiile:

$$Z \rightsquigarrow \text{RMG} = \text{RPZ} \qquad (2.1.46)$$

$$z \rightsquigarrow \text{RMG} = \text{RPz} \qquad (2.1.47)$$

Din RPZ se pot obţine MCC conform cu definiţiile curente în teoria clasică, simulînd scurtcircuitul prin anularea impedanţei respective în expresia RMG iar situaţia de gol prin găsirea limitei RMG la valoarea infinită a acelei impedanţe.

Un caz frecvent în practică este acela în care $Z_{ss} = 0$; în această situaţie CA generalizat se prezintă ca o schemă în care electrodul de comandă e pus la masă în MF-COM, electrodul emisiv e pus la masă în MF-EM şi respectiv, electrodul colector e pus la masă în MF-COL. Ultima dintre scheme reprezintă *„repetorul"* propriu-zis (RP), repetorul pe electrodul emisiv *em* al excitaţiei aplicate pe *com*. Cazul $Z_{ss} = 0$ va fi des întîlnit în lucrare la calculele de particularizare a RMG; el corespunde relaţiei 2.1.46, deci relaţiile scrise pentru $Z_{ss} = 0$ fac parte din familia RPZ.

Particularizarea RMG se poate face şi din punctul de vedere al amplitudinii cursei dinamice în planul caracteristicilor statice de ieşire. În RMG, legătura dintre reţeaua CUAG şi structurile exterioare este complicată. Din această cauză nu se poate realiza o imagine fizică imediată, directă asupra modului în care cele două părţi se reflectă în MCC şi influenţează MCC. Pentru a ajunge la o legătură mai simplu de reţinut, mai sugestivă fizic între MF şi proprietăţile sale, în lucrare se preconizează particularizarea RMG în regimul de clasă A, care rezultă la amplitudini E mici ale excitaţiei $e_{(t)}$:

$$E_{e_{(t)}} \ll |P_{com\ cd} - P_{com\ bi}| \qquad (2.1.48)$$

În felul acesta apar variaţii mici ale tensiunii şi curentului pe cursa dinamică, ciclul limită se reduce la o elipsă de mici dimensiuni în jurul punctului de funcţionare, reţeaua CUAG se comportă aproape liniar cu aceste variaţii (fig. 1.4.1, a). Aceasta sugerează posibilitatea dezvoltării RMG în serie Mac

Scanned with OKEN Scanner

Laurin în jurul punctului de funcționare M_0 și obținerea unor *relații particularizate în funcție de amplitudinea excitației*, ca aplicație a acesteia asupra RMG :

$$E \rightsquigarrow \text{RMG} = \text{RPE} \tag{2.1.49}$$

Procedeul original folosit în lucrare pentru obținerea RPE este următorul :

a) apreciindu-se că fiecare impedanță a CUAG sau a structurilor exterioare are ponderea ei în determinarea proprietăților CA, se dezvoltă seria Mac Laurin a RMG în funcție de fiecare dintre factorii ei z, Z, construindu-se astfel o serie compusă ;

b) se reține primii termeni ai seriilor parțiale ca termenii cei mai semnificativi din jurul punctului M_0 ;

c) se formează RPE ca o reuniune a primilor termeni din seriile parțiale.

Expresia RPE rezultată pentru fiecare MCC reprezintă aproximarea acelei MCC în regimul de clasă A.

Calculele de RPT, RPZ, RPE se efectuează în paragrafele :

2.2.2, 2.2.3, 2.2.5, 2.2.6, 2.2.8 pentru COM

2.3.2, 2.3.3, 2.3.5, 2.3.6, 2.3.8 pentru EM

2.4.2, 2.4.3, 2.4.5, 2.4.6 pentru COL.

2.1.5. Determinarea comportării montajelor fundamentale cu frecvența și în comutație

Pentru determinarea comportării cu frecvența a CA/AI se ia în considerație factorul de amplificare în tensiune A_u, întrucît structura sa analitică informează asupra modului în care sînt transferate semnalele de diferite pulsații.

Distorsiunile introduse de un sistem de structuri (SS) în răspunsul său sînt de diferite gradualități. Un SS care nu introduce nici un fel de distorsiuni este un *sistem ideal*. Este de la sine înțeles că nici un SS real nu are comportare ideală, că orice SS real introduce distorsiuni în $r_{(t)}$ față de $e_{(t)}$. Un SS care se comportă aproape ideal este *idealizabil*. Asupra sistemelor idealizabile se va insista mai mult în lucrare, considerîndu-se că A_u ale MF în regimurile N, I1, I2 pot fi aduse la forme idealizabile în anumite condiții de calcul și de proiectare.

Se știe că factorul de transfer K al unei structuri *ideale* este independent de frecvență, de unde se deduce că banda de frecvențe a unei structuri ideale este infinită, iar timpul ei de comutație nul.

Se știe că există structuri cu o comportare *aproape ideală* într-un domeniu de frecvențe, deci *idealizabile*, la care factorul de transfer depinde de frecvență în cea mai simplă formă : printr-un pol, printr-un zero, sau printr-un pol și un zero.

Atunci cînd factorul de transfer prezintă un pol, structura respectivă integrează excitația în răspuns și defazează în urmă armonicele conținute

în excitație, comportîndu-se ca un filtru trece jos (FTJ) ; frecvența înaltă limită f_i a FTJ este determinată (convențional) de valoarea polului ce conține constanta de timp τ_i. Tot el determină și valoarea timpului de comutație t_c în impuls.

Atunci cînd factorul de transfer prezintă un zero, structura respectivă derivează excitația în răspuns și defazează înainte armonicele conținute în excitație, comportîndu-se ca un filtru trece sus (FTS) ; frecvența joasă limită f_j a FTS este determinată (convențional) de valoarea zeroului ce conține constanta de timp τ_j. Tot el determină și valoarea căderii de amplitudine ΔA în impuls, pentru o durată t_i a acestuia.

Atunci cînd factorul de transfer conține un pol și un zero, structura are o comportare mixtă, integratoare la înaltă frecvență (*if*) și derivatoare la joasă frecvență (*jf*), fiind un filtru trece bandă (FTB). Banda sa de frecvențe prezintă o frecvență centrală la care se compensează efectele laterale și la care factorul de transfer devine independent de frecvență și prezintă valoarea sa în c.c. : $K_{(0)}$ sau $A_{u(0)}$, iar faza sa se anulează. Această frecvență e una din „cvasirezonanță" ω_{cvr}. Efectele laterale determină și comportarea în comutație (viteză de răspuns pe t_c, cădere de amplitudine ΔA pe palier) (fig. 2.1.7 coloana *a*).

Idealizînd comportarea FTB cu frecvența, așa cum se vede în fig. 2.1.7 coloana *b*, din panta funcției indiciale a FTB se deduce relația dintre banda filtrului și timpul său de comutație (logigrama 2.1.1) [78] [122] [127] :

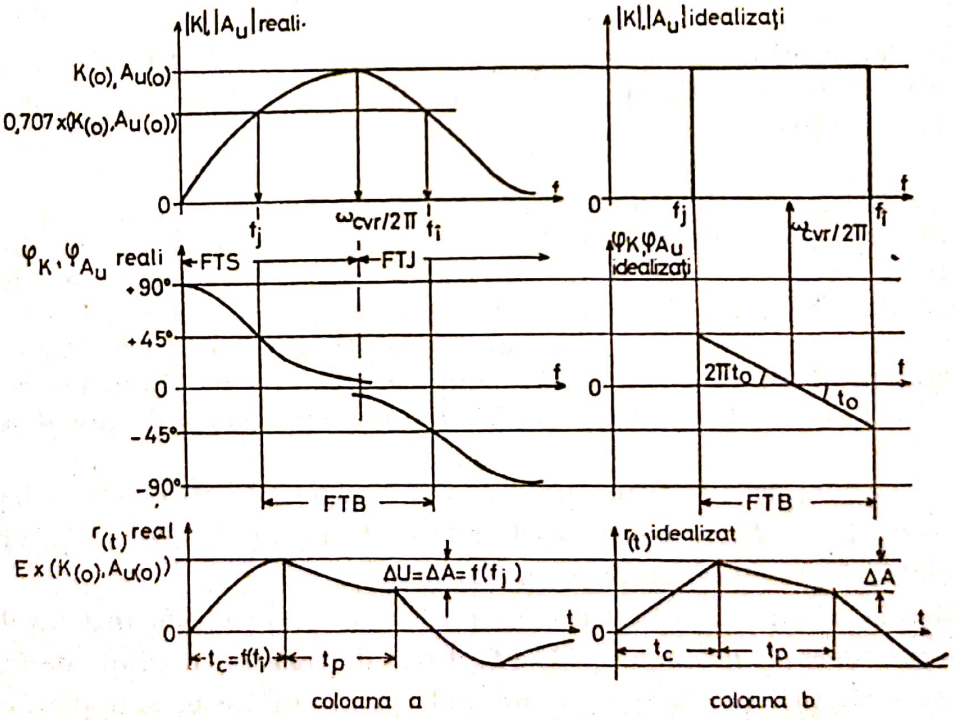


Figura 2.1.7. Variația modulului și fazei factorului de transfer cu frecvența la o structură reală (coloana *a*), idealizabilă (coloana *b*) ca și a răspunsului lor în timp.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 2.1.1 : *Logigrama determinării t_c la o structură idealizabilă*

— stabilirea expresiei analitice a funcţiei-treaptă unitate :

$$e_{(t)} = \lim_{\sigma \to 0} e_{(t)} \cdot \exp(-\sigma t) \Rightarrow$$

$$E_{(j\omega)} = \lim_{\sigma \to 0} \int_{-\infty}^{\infty} e_{(t)} \cdot \exp[-(\sigma + j\omega)\, t] \cdot dt = \frac{1}{j\omega} \Rightarrow$$

$$e_{(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E_{(j\omega)} \cdot \exp(j\omega t) \cdot d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} \cdot d\omega \Rightarrow \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega$$

— stabilirea răspunsului la funcţia treaptă, deci a funcţiei indiciale $h_{(t)}$ la o structură idealizabilă în banda de pulsaţii $\omega_j \div \omega_i$:

$$r_{(t)} = K_{(j\omega)} \cdot e_{(t)} \text{ ; unde } \left\{ \left| K_{(j\omega)} \right| = K = \text{const.} \;\middle|\; \varphi_{K = t_0 \omega} \;\middle|\; \omega_j \div \omega_i \right\} \Rightarrow$$

$$r_{(t)} = h_{(t)} = \frac{K}{2} + \frac{K}{\pi} \int_{\omega_j}^{\omega_i} \frac{\sin \omega (t - t_0)}{\omega} \cdot d\omega =$$

$$= \frac{K}{2} + \frac{K}{\pi} \{ \mathrm{Si}[\omega_i (t - t_0)] - \mathrm{Si}[\omega_j (t - t_0)] \}$$

— stabilirea timpului de comutaţie δ al lui $h_{(t)}$ din panta α a lui $h_{(t)}$, la $t = t_0$:

I. $$h'_{(t)} \Big|_{t - t_0 = 0} = \frac{dh_{(t)}}{dt} \Big|_{t - t_0 = 0} = \operatorname{tg} \alpha = \frac{K}{\pi} \int_{\omega_j}^{\omega_i} \cos \omega (t - t_0) \cdot d\omega =$$

$$= \frac{K}{\pi} \left[\omega_i \frac{\sin \omega_i (t - t_0)}{\omega_i (t - t_0)} - \omega_j \frac{\sin \omega_j (t - t_0)}{\omega_j (t - t_0)} \right] = \frac{K}{\pi} (\omega_i - \omega_j)$$

II. $$h'_{(t)} \Big|_{t - t_0} = \frac{dh_{(t)}}{dt} \Big|_{t - t_0} = \frac{K}{\delta}$$

$$\mathrm{I} = \mathrm{II} \Rightarrow \frac{1}{\pi} (\omega_i - \omega_j) = \frac{1}{\delta} \Rightarrow \boxed{\delta = t_{c(h_t)} = \frac{\pi}{\omega_i - \omega_j} = \frac{0{,}5}{f_i - f_j}}$$

— dacă $f_j \ll f_i \Rightarrow$

$$\delta = t_{c(h_t)} \cong 3{,}14\, \omega_i^{-1} = \frac{0{,}5}{f_i} = \pi \tau_i$$

OBSERVAŢIE : cazul $f_j \ll f_i$ este acceptat drept caz general în lucrare.

Scanned with OKEN Scanner

$$t_c = \frac{0{,}5}{f_i - f_j} = \frac{\pi}{\omega_i - \omega_j}\ ;\quad \omega_{i,\,j} = 2\pi f_{i,\,j} \tag{2.1.50}$$

iar dacă $f_j \ll f_i$ (caz frecvent în AI [51] [45]):

$$t_c \cong \frac{0{,}5}{f_i} = \frac{\pi}{\omega_i} = \pi\tau_i\ ;\ \omega_i = \tau_i^{-1} \tag{2.1.51}$$

Prin urmare, pentru a cunoaşte comportarea în comutaţie e necesară şi suficientă cunoaşterea frecvenţelor limită ale factorului de amplificare în tensiune. Aşa încît în această lucrare, folosirea relaţiilor 2.1.50, 2.1.51, face inutil studiul DNL la semnale mari, aşa cum apare el în tratare clasică [10], [19], [39], [41], [130].

În paragrafele:

2.2.3, 2.2.6, 2.2.8 pentru COM

2.3.3, 2.3.6, 2.3.8 pentru EM

2.4.3, 2.4.6, pentru COL

se calculează, pe montaj fundamental şi regim de lucru, comportarea la înaltă frecvenţă prin τ_i, şi contribuţia reţelei DNL la joasă frecvenţă prin τ_{jDNL}. Comportarea de joasă frecvenţă se datorează în special circuitelor de cuplaj şi nu lanţului de amplificare, de aceea contribuţia lor se va trata global într-un paragraf comun în capitolul III.

Pentru a se introduce frecvenţa în A_{uN}, A_{uI1}, A_{uI2}, se fac următoarele ipoteze simplificatoare, dar realiste:

— orice Z sau z este format dintr-o capacitate în paralel cu o rezistenţă, deci:

$$\forall Z,\ z = \frac{R,\ r}{1 + j\omega\tau} \tag{2.1.52}$$

— admitanţa mutuală e preponderent rezistivă, deci:

$$y_m \cong g_m \tag{2.1.53}$$

Pentru combinaţii de Z, z vor rezulta din calcule combinaţii de r, R şi τ care conservă aspectul combinaţiei de origine; de exemplu la combinarea impedanţelor oarecare Z_o şi Z_p, rezultă:

— paralel

$$Z_o \parallel Z_p = \frac{r_o \| r_p}{1 + j\omega\tau_{op}};\ \tau_{op} = \frac{r_o\tau_p + r_p\tau_o}{r_o + r_p} \tag{2.1.54}$$

— serie

$$Z_o\,\Sigma\,Z_p = \frac{r_o + r_p}{1 - \omega^2\tau_o\tau_p} \times \frac{1 + j\omega\tau_{op}}{1 + j\omega\dfrac{\tau_o + \tau_p}{1 - \omega^2\tau_o\tau_p}} \tag{2.1.55}$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a uşura urmărirea aspectelor fizice, se adaugă ipoteza că în domeniul frecvenţelor de lucru :

$$\omega^2 \tau_o \tau_p \ll 1 \tag{2.1.56}$$

astfel că :

$$Z_o \Sigma Z_p \cong \frac{r_o + r_p}{1 + j\omega(\tau_o + \tau_p)} (1 + j\omega\tau_{op}) \tag{2.1.57}$$

Alături de $(r_o + r_p)$, în analiza de *if* se păstrează numai numitorul variabil cu frecvenţa, iar în analiza de *jf* se păstrează numai numărătorul variabil cu frecvenţa în expresia (2.1.57).

Cu acestea se încheie explicaţiile necesare pentru parcurgerea calculelor ce urmează şi care sînt redate direct în logigrame pentru tip de montaj — COM, EM, COL, regim de lucru — N, I1, I2 şi particularizările precizate — RPT, RPZ, RPE.

2.2. Calculul generalizat al montajului fundamental COM

În acest paragraf se vor stabili RMG ale MF-COM în cele trei regimuri de lucru : normal N, invers I1, invers I2, obţinînd astfel toate impedanţele ce caracterizează cuadripolul COM, factorii săi de amplificare în regim N, I1, I2. Aceste RMG se stabilesc în paragrafele 2.2.1, 2.2.4, 2.2.7. De asemenea, aici se vor arăta relaţiile ce derivă din RMG în cazul în care se particularizează acestea pe clase tehnologice, ca şi în raport cu diferite valori ale Z_{sg} şi în raport cu regimul de lucru pe caracteristicile DNL, de exemplu în regim de clasă *A* ; aceste forme particulare ale relaţiilor generale se stabilesc în paragrafele 2.2.2, 2.2.5, 2.2.8.

Pentru a aprecia stabilitatea COM, comportarea sa cu frecvenţa, se exprimă $(A_u)_{N,\ I1}$ în funcţie de ω, se izolează nulurile şi polii expresiei, se apreciază care este influenţa reţelei CUAG, a r_{gen}, Z_{sg}, Z_{sc} asupra comportării cuadripolului CA-COM la joasă şi înaltă frecvenţă. Cu ajutorul nulurilor şi polilor şi cu valoarea de regim staţionar a lui A_u : $A_{u(o)}$, se determină elementele cele mai importante care formează răspunsul în timp al MF-COM. Aceste aspecte se stabilesc în paragrafele 2.2.3 şi 2.2.6.

2.2.1. Stabilirea RMG pentru MF-COM în regimul normal (RMG-N). Exprimarea RMG-N în funcţie de factorul de amplificare în tensiune A_{uN}

Stabilirea RMG-N se efectuează conform calculelor din logigrama 2.2.1 A, în care, plecînd de la schema echivalentă dinamică a COM, se scriu ecuaţiile sale pe bucle şi în noduri (ecuaţiile I—VI la punctul 1° al LG 2.2.1. A), se trece peste calculele de amănunt [124] [125], [127] şi se prezintă forma finală a admitanţelor deductibile în regimul N : de transfer Y_{tr}, de intrare Y_{intr}, mutuală globală Y_m şi a factorilor de amplificare în regim normal : de tensiune A_{uN}, de curent A_{iN}, de putere A_{pN} (pct. 2° al LG 2.2.1. *A*). În relaţiile Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, A_{uN} apare ca numitor comun expresia E_{1N}. RMG-N sînt deci relaţiile 2.2.2 ÷ 2.2.7.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.2.1.A : RMG pentru montajul COM în regim normal (COM-N).

1°. Schema COM-N, ecuațiile de circuit (fig. 2.2.1) :

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I} & I_{\text{T em1}} = i_m + i_3 + i_4 \\ \text{II} & U_{\text{T em1}} = i_4 z'_4 + (i_4 + i_5)(z_{int} + Z_{ss}) \\ \text{III} & i_4 z'_4 - i_5 z'_5 - i_3 z_3 = 0 \\ \text{IV} & I_{ieş1} Z_s - (i_4 + i_5)(z_{int} + Z_{ss}) - i_5 z'_5 = 0 \\ \text{V} & I_{ieş1} = i_m + i_3 - i_5 \\ \text{VI} & i_m = y_m U_{em\ com'1} = y_m i_4 z'_4 \end{array}\right\} \quad (2.2.1)$$

Prin rezolvarea ecuațiilor I—VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{\text{T em1}}$.

2°. RMG pentru Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, $(A_{u,\,i,\,p})_N$:

$$Y_{tr} = \frac{i_m + i_3}{U_{\text{T em 1}}} = \frac{y_m z'_4[z_3 Z_s + z'_5 Z_s + z_3 z'_5 + z_3(z_{int} + Z_{ss})] + z'_4 Z_s(1 - y_m z'_5) + z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)}{E_{1N}} \quad (2.2.2)$$

$$Y_{intr} = \frac{I_{\text{T em 1}}}{U_{\text{T em 1}}} = \frac{(Z_s + z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z'_5[z'_4 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{1N}} \quad (2.2.3)$$

$$Y_m = \frac{I_{ieş\,1}}{U_{\text{T em 1}}} = \frac{z'_4 z'_5(1 + y_m z_3) + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{1N}} \quad (2.2.4)$$

$$A_{uN} = \frac{I_{ieş1} Z_s}{U_{\text{T em 1}}} = Y_m Z_s = \frac{Z_s}{E_{1N}} \{z'_4 z'_5(1 + y_m z_3) + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 +$$

$$+ z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\} = \frac{Z_s}{E_{1N}} \{z_3(z_{int} + Z_{ss} + z'_5 \cdot y_m z'_4) + (z'_4 + z_{int} +$$

$$+ Z_{ss})[(z_{int} + Z_{ss}) \parallel z'_4 + z'_5 + z_3 y_m \cdot (z_{int} + Z_{ss}) \parallel z'_4]\} \quad (2.2.5)$$

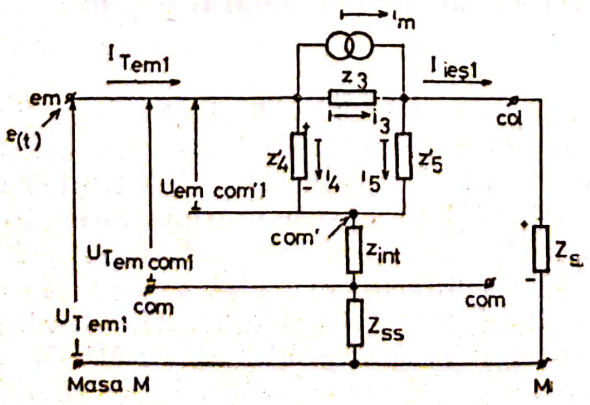


Figura 2.2.1. Schema echivalentă COM în regim dinamic cu GS-RN

$$A_{iN} = \frac{I_{ieș\,1}}{I_{T\,em\,1}} = \frac{Y_m}{Y_{intr}} =$$

$$= \frac{z'_4 z'_5 (1 + y_m z_3) + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(Z_s + z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z'_5[z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]} \qquad (2.2.6)$$

$$A_{pN} = A_{uN} \cdot A_{iN} = (Y_m)^2 \cdot \frac{Z_s}{Y_{intr}} \qquad (2.2.7)$$

unde :
$$E_{1N} = (z_3 + Z_s)(z'_4 + z_{int} + Z_{ss})[z'_4 \parallel (z_{int} + Z_{ss}) +$$
$$+ z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot ((1 + y_m \cdot z'_4 \parallel (z_{int} + Z_{ss}))]$$

Amplitudinea excitației delimitează cursa dinamică pe caracteristicile de ieșire așa încît, pentru o sarcină Z_{sg} dată, se poate calcula ușor A_{uN}. Este una din MCC și ar fi utilă proiectării exprimarea celorlalte MCC în funcție de A_{uN}, în sensul că ar fi ușurată și calcularea lor.

Folosind RMG a A_{uN} și nu caracteristicile statice ale DNL, aceste calcule sînt cuprinse în logigrama 2.2.1.B. La pct. 1° sînt indicate ecuațiile utilizate din sistemul 2.2.1 pentru a stabili noile expresii ale curenților ; ecuațiile IV și II cuprind factorii ce formează A_{uN} din relația 2.2.5.

Se calculează din ec. IV forma i_{51} a curentului i_5, iar din ecuația II — forma i_{52}. Cele două forme trebuind să fie echivalente, rezultă din egalitatea lor curentul i_4 și, folosind ec. VI, rezultă curentul mutual i_m ; apoi rezultă noua formă a curentului i_5 și deci a $I_{ieș\,1}$. Cu ajutorul lor, folosind ecuația III — sistemul 2.2.1 — se deduce forma nouă a curentului i_3 și, folosind ecuația I, forma lui $I_{T\,em\,1}$ în acest regim. Cu aceasta se explică complet lanțul implicațiilor de la pct. 1° al LG. 2.2.1.B. Ele nu se vor mai relua la celelalte logigrame similare din paragrafele 2.2, 2.3 și 2.4.

Logigrama 2.2.1.B : Exprimarea RMG ale COM-N în funcție de A_{uN}:

1°. Ecuațiile de lucru :

IV $\quad I_{ieș\,1} Z_s = A_u U_{T\,em1} = i_5(z_{int} + z'_5 + Z_{ss}) + i_4(z_{int} + Z_{ss}) \Rightarrow I_{ieș\,1}$; $\Rightarrow i_{51}$

II $\quad U_{T\,em1} = i_4(z_{int} + z'_4 + Z_{ss}) + i_5(z_{int} + Z_{ss}) \Rightarrow i_{52}$

Din $i_{51} = i_{52} \Rightarrow i_4 \Rightarrow$ $i_5 \Rightarrow$ apoi folosind ecuația III — sistemul 2.2.1 — ; $\Rightarrow i_m$

rezultă $i_3 \Rightarrow I_{T\,em1} \Rightarrow I_{ieș1}$

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uN} [RMG = f(SFS, A_{uN})] :

$$Y_{tr} = \frac{i_m + i_3}{U_{T\,em\,1}} = y_m z'_4 \frac{z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uN})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \qquad (2.2.8)$$

$$Y_{intr} = \frac{I_{T\,em\,1}}{U_{T\,em\,1}} = \frac{i_m + i_3 + i_4}{U_{T\,em\,1}} = (1 + y_m z'_4) \cdot$$

$$\frac{z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uN})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \qquad 2.2.9)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_m = \frac{A_{uN}}{Z_s} \tag{2.2.10}$$

$$A_{iN} = \frac{Y_m}{Y_{intr}} =$$

$$= \frac{A_{uN}}{Z_s} \times \frac{1}{(1 + y_m z'_4)\frac{z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uN})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3}} \tag{2.2.11}$$

$$A_{pN} = A_{uN}\frac{Y_m}{Y_{intr}} = \frac{(A_{uN})^2}{Y_{intr} \cdot Z_s} \tag{2.2.12}$$

RMG-N exprimate în funcție de impedanțele structurilor CA (SFS) și în funcție de A_{uN} sînt scrise la pct. 2° al LG 2.2.1.B — relațiile 2.2.8 ÷ 2.2.12.

Trebuie remarcat că în expresiile Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m obținute în LG 2.2.1.A și B se oglindesc transformările de impedanță care apar în procesul amplificării. Formele 2.2.8÷2.2.10 sînt mai simple și mai expresive fizic ; așa de pildă apare evident în Y_{tr} și Y_{intr} felul în care se modifică impedanța z_3 a CUAG ca impedanță cuprinsă între electrozii calzi ai COM ca și faptul că se reflectă la intrare cu această valoare modificată. Este vorba de expresia :

$$\frac{z_3}{1 - A_{uN}} = z_{3M} \tag{2.2.13}$$

care va fi un z_3 *modificat*, z_{3M}.

Totodată devine evident în aceste forme că :

$$Y_{intr} > Y_{tr}\Big|_{COM} \therefore Z_{intr} < Z_{tr}\Big|_{COM} \tag{2.2.14}$$

diferența lor ΔY_{COM-N} fiind calculabilă ușor din :

$$Y_{intr} = Y_{tr} + \frac{z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uN})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} = Y_{tr} + \Delta Y_{COM-N} \tag{2.2.15}$$

Întrucît Y_{tr} este parte din Y_{intr}, urmează că în Y_{tr} se exprimă transformarea comună de impedanță și ea poate reprezenta transformarea globală de impedanță în regim N (TGI-N) sau efectul Miller generalizat.

Dacă $(z_{int} + Z_{ss}) \to \infty$, atunci $\Delta Y_{COM-N} \to \frac{1 - A_{uN}}{z'_4 + z'_5}$ și :

$$Y_{intr} = Y_{tr} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_4 + z'_5} \cong (1 + y_m z'_4)\frac{1 - A_{uN}}{z'_4 + z'_5} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \tag{2.2.16}$$

Dacă $(z_{int} + Z_{ss}) \to 0$, atunci $\Delta Y_{COM-N} \to \frac{1}{z'_4}$ și :

$$Y_{intr} = Y_{tr} + \frac{1}{z'_4} \cong (1 + y_m z'_4)\frac{1}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \tag{2.2.17}$$

Între cele două limite, oricum ar varia $(z_{int} + Z_{ss})$, un termen rămîne mereu constant în formele 2.2.15, 2.2.16, 2.2.17 și anume z_{3M}, de aceea în lu-

Scanned with OKEN Scanner

crare se va considera că z_{3M} reprezintă *transformarea fundamentală de impedanță* (TFI) a montajului COM, în regim N:

$$z_{3M} = \frac{z_3}{1 - A_{uN}} \equiv \text{TFI-N} \tag{2.2.18}$$

Deocamdată aceasta e concluzia pentru regimul N. Următoarele paragrafe și logigrame vor pune în evidență și alte aspecte.

2.2.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanță în regim de clasă A.

Particularizările menționate la paragraful 2.1.4 se aplică în logigrama 2.2.2 admitanțelor Y_{tr}, Y_{intr}. Se preferă formele 2.2.8, 2.2.9 pentru a ușura evidențierea sugestivă fizic și pentru alte aspecte, în afara celor precizate în paragraful 2.2.1.

Aplicarea criteriilor de particularizare tehnologică CPT (2.1.41) se face la pct. 1° al LG 2.2.2. Din RPT obținute rezultă o gradualizare a implicării rețelei CUAG în modelul analitic al unei MCC: relațiile 2.2.19 ÷ 2.2.21 pentru Y_{tr} și 2.2.22 ÷ 2.2.24 pentru Y_{intr}.

Această gradualizare este și mai evidentă la pct. 2° al LG. 2.2.2., unde se calculează RPT pentru $Z_{ss} = 0$ și se obțin RPZ 2.2.25 ÷ 2.2.30. Punînd condiția $Z_{ss} = 0$, rețeaua CUAG are un electrod la masă și rămîne să funcționeze singură cu Z_s, deci efectele ei asupra Y_{tr} și Y_{intr} sînt nealterate.

Calitativ, aceste relații sugerează că formele lor se complică pe măsură ce se complică spațiul de tranzit (ST). Într-adevăr, dispozitivele unipolare cu ST uniform, de tip canal-vidat la TCV, corp solid la TU — prezintă forme mai simple pentru Y_{tr}, Y_{intr} decît dispozitivele cu ST neuniform, cu joncțiuni, cum sînt TB.

Se poate trage deci concluzia că, pe măsură ce interacția dintre FPS și materia din ST e mai amplă cu atît modelul analitic al unui MCC este mai complicat. Formele LG 2.2.2 demonstrează acest lucru și arată și „cum și cît" este intricată rețeaua CUAG în această interacție.

La pct. 3° în LG 2.2.2 se calculează forma lui Y_{intr} particularizată atît pe clasă tehnologică (RPT) cît și în funcție de amplitudinea excitației de la intrare, respectiv formele RPE în clasă A, atît pentru $Z_s \neq 0$ (relațiile 2.2.22', 2.2.23', 2.2.24') cît și pentru $Z_{ss} = 0$ (relațiile 2.2.22'', 2.2.23'', 2.2.24'').

Logigrama 2.2.2: Particularizări ale RMG = f(SFS, A_{uN}) ⇒ RPT, RPZ, RPE:

Observație — Se vor particulariza Y_{tr}, $Y_{intr}(A_{iN}, A_{pN}$ rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41)

Y_{tr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: y_m z_4' \frac{z_5' + Z_{ss}(1 - A_{uN})}{z_4' z_5' + Z_{ss}(z_4' + z_5')} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \tag{2.2.19}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty}: y_m z_4' \frac{1 - A_{uN}}{z_4' + z_5'} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \tag{2.2.20}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{tr(RMG)} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.2.21}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{intr}\left|\begin{array}{ll} \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: (1+y_m z_4')\dfrac{z_5'+Z_{ss}(1-A_{uN})}{z_4'z_5'+Z_{ss}(z_4'+z_5')}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.22)\\ \text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty}: (1+y_m z_4')\dfrac{1-A_{uN}}{z_4'+z_5'}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.23)\\ \text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{intr(\text{RMG})} \text{ scris pentru } z_{int}=r_{int} & (2.2.24)\end{array}\right.$$

2°.RPZ (relaţia 2.1.46) pentru $Z_{ss}=0$

$$Y_{tr}\left|\begin{array}{ll} \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: y_m+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.25)\\ \text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty}: y_m z_4'\dfrac{1-A_{uN}}{z_4'+z_5'}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.26)\\ \text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: y_m z_4'\dfrac{z_5'+r_{int}(1-A_{uN})}{z_4'z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.27)\end{array}\right.$$

$$Y_{intr}\left|\begin{array}{ll} \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \dfrac{1}{z_4'}+y_m+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.28)\\ \text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty}: (1+y_m z_4')\dfrac{1-A_{uN}}{z_4'+z_5'}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.29)\\ \text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: (1+y_m z_4')\dfrac{z_5'+r_{int}(1-A_{uN})}{z_4'z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')}+\dfrac{1-A_{uN}}{z_3} & (2.2.30)\end{array}\right.$$

3°. RPE (relaţia 2.1.49 etapele *a*, *b*, *c*) deduse din RPT pentru Y_{intr} — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z_4', z_5', z_{int}, Z_{ss}, notîndu-se Y rezultat cu indicele ($z_k=0$);

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{intr} \cong \Sigma[Y_{intr\,(z_4'=0)}+Y_{intr(z_5'=0)}+Y_{intr(Z_{ss}=0)}]=$$

$$=\frac{1}{Z_{ss}}\Big|_{Z_{ss}}+\frac{1-A_{uN}\big|_{Z_{ss}}}{z_4'}+\frac{1-A_{uN}}{z_5'}\Big|_{Z_{ss}}+y_m(1-A_{uN}\,|_{Z_{ss}})+\frac{1-A_{uN}}{z_3} \quad (2.2.22)'$$

„(o expresie) $|_{Z_{ss}}$" înseamnă că acea expresie există numai în prezenţa lui Z_{ss} — notaţie ce se va conserva în întreg materialul.

$$Y_{intr}\Big|_{Z_{ss}=0}\cong\frac{1}{z_4'}+y_m+\frac{1-A_{uN}}{z_3} \quad (2.2.22)''$$

$$\text{TU} \Rightarrow Y_{intr}\cong\Sigma[Y_{intr(z_4'=0)}+Y_{intr(z_5'=0)}]= \quad (2.2.23)'$$

$$=\left[\frac{(1+y_m z_4')}{z_4'}+\frac{1}{z_5'}\right](1-A_{uN})+\frac{1-A_{uN}}{z_3}\equiv(2.2.23)''$$

$$\text{TB} \Rightarrow Y_{intr}\cong\Sigma[Y_{intr(z_4'=0)}+Y_{intr(z_5'=0)}+Y_{intr(r_{int},\,Z_{ss}=0)}]=$$

$$=\frac{1}{r_{int}+Z_{ss}|_{Z_{ss}}}+(1+y_m z_4')\frac{1-A_{uN}|_{Z_{ss}}}{z_4'}+\frac{1-A_{uN}}{z_5'}+\frac{1-A_{uN}}{z_3} \quad (2.2.24)'$$

$$Y_{intr}\,|_{Z_{ss}=0}\cong\frac{1}{r_{int}}+\frac{1}{z_4'}+y_m+\frac{1-A_{uN}}{z_3} \quad (2.2.24)''$$

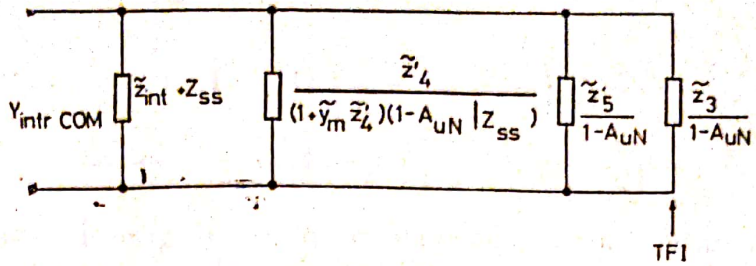


Figura 2.2.2. Structura simplificată a Y_{intr} la COM

Se observă că dacă una din impedanţele CUAG care formează un traseu comun cu Z_{ss} pentru o cale de curent prin COM — devine infinită, expresia obţinută este independentă de Z_{ss} : cazul Y_{intr} la TU la care expresia (2.2.23)' este identică cu (2.2.23)''.

Se mai observă cît de uşor se poate evalua şi calcula cu RPE aportul fiecărei impedanţe din reţeaua CUAG şi a COM la structura şi valoarea lui Y_{intr}. Se poate spune că Y_{intr} e format în clasă A dintr-o structură de impedanţe „paralel" ; cea mai completă dintre compoziţii aparţine TB — relaţia 2.2.24'.

Păstrînd forma 2.2.24', dar revenind cu r_{int} la z_{int}, se obţine structura acoperitoare din figura 2.2.2.

Extinzînd rezultatul din fig. 2.2.2. de la funcţionarea în clasă A pînă la funcţionarea în regimul profund neliniar al comutaţiei, se poate afirma că el reprezintă o bună aproximare a RMG. Pentru mărirea preciziei de aproximare în comutaţie, e necesară determinarea elementelor structurii CUAG în fiecare punct de funcţionare M_1, M_2 (fig. 1.4.1 b, c) şi deci calcularea unui $Y_{intr\ M1}$, respectiv $Y_{intr\ M2}$. În acest caz, o apreciere globală asupra valorii admitanţei de intrare în comutaţie se realizează prin medierea celor două admitanţe :

$$\tilde{Y}_{intr} = \frac{Y_{intr\ M1} + Y_{intr\ M2}}{2} = \frac{1}{\tilde{z}_{int} + Z_{ss}} + (1 + \tilde{y}_m \tilde{z}'_4) \frac{1 - A_{uN}\big|_{Z_{ss}}}{\tilde{z}'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{\tilde{z}'_5} + \frac{1 - A_{uN}}{\tilde{z}_3} \qquad (2.2.31).$$

unde $\tilde{z}_{int}, \tilde{y}_m, \tilde{y}'_4, \tilde{z}'_5, \tilde{z}_3$ reprezintă media valorilor respective de la punctele de funcţionare M_1 şi M_2.

În acelaşi mod se poate proceda cu oricare dintre RMG, găsindu-se astfel forme aproximative, mult mai uşor de reţinut, mai accesibile unei reprezentări fizice imediate şi mai simplu de calculat. Exemplificarea fiind făcută în LG 2.2.2, nu se mai insistă în continuare asupra formelor simplificate, aproximative ale celorlalte MCC.

Se resemnalează prezenţa TFI care, în cazul comutaţiei, ia forma :

$$\tilde{z}_{3M} = \frac{\tilde{z}_3}{1 - A_{uN}} \qquad (2.2.32).$$

De asemenea, ca un comentariu final asupra RPE, în ipoteza că reţeaua CUAG ar fi formată din elemente de aceeaşi valoare la fiecare clasă tehnologică, iar structurile externe ar fi egale, se poate stabili următoarea relaţie de incluziune între Y_{intr} ale claselor tehnologice analizate ($Z_{ss} = 0$) :

$$Y_{intr\ TCV} \subset Y_{intr\ TU} \subset Y_{intr\ TB} \qquad (2.2.33).$$

Scanned with OKEN Scanner

respectiv

$$\frac{1}{z'_4} + y_m + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \subset \left(\frac{1}{z'_4} + y_m + \frac{1}{z'_5}\right)(1 - A_{uN}) + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \subset \frac{1}{z_{int}} +$$

$$+ \left(\frac{1}{z'_4} + y_m + \frac{1}{z'_5}\right)(1 - A_{uN}) + \frac{1 - A_{uN}}{z_3} \qquad (2.2.34)$$

Devine evidentă şi aici, în formele simplificate, gradul crescut de participare a reţelei CUAG pe măsură ce tehnologia realizează un ST mai neuniform şi mai intens interacţionabil cu FPS, ca şi modul în care poate fi evaluată această interacţie : prin noi impedanţe paralel alăturate impedanţei ce reprezintă TFI (vezi fig. 2.2.2).

În relaţia 2.2.34 impedanţele CUAG pot fi şi valori medii :

$$\bar{z}'_4,\ \bar{y}_m,\ \bar{z}_3,\ \bar{z}'_5,\ z_{int}.$$

în cazul că MF lucrează în regim neliniar, de comutaţie.

2.2.3. Stabilirea nulurilor şi polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$

Dependenţa RMG-N de pulsaţia ω se poate pune în evidenţă dacă se exprimă impedanţele CUAG şi ale Z_{sg}, Z_{sc} în funcţie de ω. Ţinînd seama de complexitatea acestor impedanţe (fig. 1.3.8 sau fig. 2.1.4 şi tabelul 1.5.1), toate RMG-N sînt funcţie de ω. Pentru cunoaşterea mai profundă a proprietăţilor COM şi pentru proiectare este importantă comportarea fiecărei MCC cu ω ; dispunînd de RMG-N, aceste aspecte se pot determina cantitativ.

Dintre aceste variaţii, interesează într-un mod aparte funcţia $A_u = f(\omega)$, respectiv $A_{uN} = f(SFS, \omega)$, pentru că de aici se pot extrage mărimi cu ajutorul cărora se construieşte răspunsul în timp al COM, ca variaţie a tensiunii la ieşire, pe Z_s al COM. De pildă, poate fi pus în evidenţă A_{uN} de forma :

$$A_{uN(\omega)} = A_{uN(o)} \frac{P_{(j\omega)}}{Q_{(j\omega)}} \cong A_{uN(o)} \frac{1}{1 + j\omega\tau_{iN}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{jN}}} \qquad (2.2.35)$$

unde τ_{iN} = constanta de timp a polului (rădăcina lui $Q_{(j\omega)}$), constantă limitativă la înaltă frecvenţă

τ_{jN} = constanta de timp a zeroului (rădăcina lui $P_{(j\omega)}$), constantă de timp limitativă la joasă frecvenţă.

În acest caz, COM este un sistem idealizabil al cărui răspuns în timp la un impuls dreptunghiular de amplitudine E şi durată t_i va fi compus din exponenţiale şi va avea :

— amplitudinea la ieşire A, egală cu $E \times A_{uN(o)}$;

— durata procesului tranzitoriu t_c, egal cu $t_c = \pi\tau_{iN}$;

— căderea de amplitudine pe palier ΔA egală cu

$$\Delta A = A t_i / \tau_{jN}$$

aşa cum se arată şi în fig. 2.2.3.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.2.3. Stabilirea relaţiilor $A_{uN} = (fSFS, \omega)$ şi $t_c = f(SFS)$.

1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG (2.2.5) pe clase tehnologice şi $Z_{ss} = 0$

	A_{uN} ; $\tau_{jN\,DNL} \Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{jN}} A$	$A_{uN(0)}$	τ_{iN} (polul) $\Rightarrow t_c = \pi\tau_{iN}$	Relaţia
TCV	$\frac{Z_s}{z_3+Z_s} \times \frac{z_5'(1+y_m z_3)}{z_5'+z_3 \parallel Z_s} = A_{uN(0)} \times \frac{1+j\omega\tau_3/(1+g_m r_3)}{1+j\omega\tau_{iN}}$; $\left(\tau_{jN\,DNL} = \frac{\tau_3}{1+g_m r_3}\right)$ $\Rightarrow \Delta A \cong (t_i/\tau_{jN\,DNL})A$	$\frac{R_s}{r_3+R_s} \times \frac{r_5(1+g_m r_3)}{r_5+r_3 \parallel R_s}$	$\tau_{iN} = \tau_{3s5} = \frac{r_3 r_5 \tau_s + r_5 R_s \tau_3 + r_3 R_s \tau_5}{r_3 r_5 + r_5 R_s + r_3 R_s}$ $t_c = \pi\tau_{3s5}$	(2.2.36)
TU	$\frac{Z_s}{z_3+Z_s} \times \frac{z_4'+z_5'+z_3(1+y_m z_4')}{z_4'+z_5'+z_3 \parallel Z_s\cdot(1+y_m z_4')} = A_{uN(0)} \times \frac{1+j\omega\tau_{jN}}{1+j\omega\tau_{iN}}$ $\tau_{jN\,DNL} = \frac{r_4(\tau_3+\tau_5)+r_3(\tau_3+\tau_4)+}{r_4+r_5+} \rightarrow$ $\Rightarrow \frac{+r_3(\tau_4+\tau_5)+g_m r_3 r_4 \tau_5}{+r_3+g_m r_3 r_4} \rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{jN\,DNL}} A$	$\cong \frac{R_s}{r_3+R_s} \times$ $\times \frac{r_4+r_5+r_3(1+g_m r_4)}{r_4+r_5+r_3 \parallel R_s\cdot(1+g_m r_4)}$	$\cong \frac{r_4(\tau_{3s}+\tau_5)+r_5(\tau_{3s}+\tau_4)+}{r_4+r_5+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_3 \parallel R_s\cdot(\tau_4+\tau_5)+r_3 \parallel R_s\cdot g_m\tau_5}{+r_3 \parallel R_s\cdot(1+g_m r_4)}$	(2.2.37)
TB	$\frac{Z_s}{z_3+Z_s} \times \frac{z_3(r_{int}+z_5' y_m z_4')+(z_4'+r_{int})\cdot}{(z_4'+r_{int})[r_{int} \parallel z_4'+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{\cdot[r_{int} \parallel z_4'+z_5'+z_3 y_m\cdot r_{int} \parallel z_3']}{+z_5'+z_3 \parallel Z_s\cdot(1+y_m\cdot r_{int} \parallel z_4')]} =$ $= A_{uN(0)} \frac{1+j\omega\tau_{jN}}{1+j\omega\tau_{iN}}$ $\tau_{jN\,DNL} = \frac{r_3 r_{int}(\tau_4+\tau_5)+(r_4+}{r_3(r_{int}+r_5 g_m r_4)+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_{int})[r_{int} \parallel r_4\cdot(\tau_5+\tau_3)+r_5(\tau_{int\,4}+}{+(r_{int}+r_4)[r_{int} \parallel r_4+r_5+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+\tau_3)+r_3 g_m\cdot r_{int} \parallel r_4\cdot\tau_5]}{+r_3 g_m\cdot r_{int} \parallel r_4]}$ $\Rightarrow \Delta A \cong (t_i/\tau_{jN\,DNL})A$	$\cong \frac{R_s}{r_3+R_s} \times \frac{r_3(r_{int}+r_5 g_m r_4)+}{(r_4+r_{int})[r_{int} \parallel r_4+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+(r_4+r_{int})[r_{int} \parallel r_4+r_5+}{+r_5+r_3 \parallel R_s\cdot(1+g_m\cdot} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_3 g_m\cdot r_{int} \parallel r_4}{\cdot r_{int} \parallel r_4)]}$	$\cong \frac{r_{int} \parallel r_4\cdot(\tau_3+\tau_{3s})+r_5(\tau_{int4}+}{r_{int} \parallel r_4+r_5+r_3 \parallel R_s\cdot(1+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+\tau_{3s})+r_3 \parallel R_s\cdot g_m\cdot r_{int} \parallel r_4\cdot\tau_5+}{+g_m\cdot r_{int} \parallel r_4)} \rightarrow$ $+r_3 \parallel R_s\cdot(\tau_{int\,4}+\tau_5)$ unde $\tau_{int\,4} = \frac{r_{int}\tau_4}{r_{int}+r_4}$; $\tau_{int}=0$	(2.2.38)

Scanned with OKEN Scanner

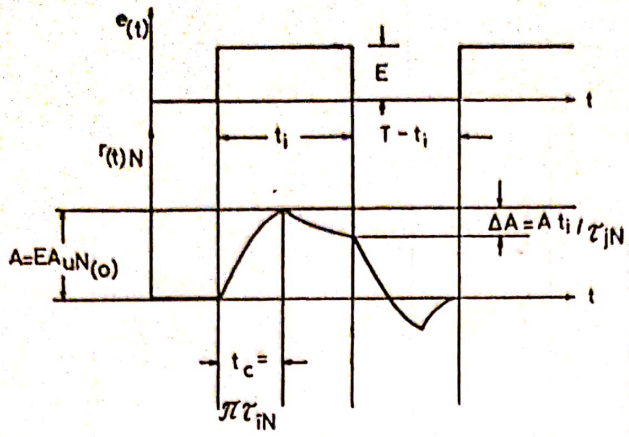


Figura 2.2.3. Distorsiunile $r_{(t)}$ la COM-N

Pentru exemplificare, în logigrama 2.2.3 se face un calcul de detaliu pe clase tehnologice al lui A_{uN}, în condiţiile simplificatoare ale lui $Z_{ss} = 0$ şi ale $L_{ij} = 0$ în impedanţele CUAG. Va apare astfel mai clar contribuţia CUAG la τ_i, τ_j şi modul în care se structurează constantele de timp ale fiecărui braţ în τ_i, τ_j.

La Z_s s-a luat în considerare numai constanta de timp limitativă la *if*, deci τ_j care rezultă din relaţiile 2.2.36 ÷ 2.2.38 cuprinde numai intervenţia reţelei CUAG la *jf*; de aceea va purta indicele $\tau_{jN\ DNL}$.

2.2.4. Stabilirea RMG pentru MF-COM în regimul invers I1 (RMG-I1). Exprimarea RMG-I1 în funcţie de factorul de transfer în tensiune A_{uI1}.

În aceeaşi ordine de idei ca cea expusă la paragraful 2.2.1, în LG 2.2.4. A se prezintă schema COM în regim invers I1 (fig. 2.2.4).

Pe baza celor 6 ecuaţii (pct. 1°, sistemul 2.2.39) ce se pot scrie pe buclele şi în nodurile reţelei COM-I1, se deduc admitanţele de reacţie Y_{rs}, de ieşire $Y_{ies\ s}$, mutuală globală pentru amplificarea inversă Y_{mI1} şi amplificările inverse de tensiune A_{uI1}, curent A_{iI1}, de putere A_{pI1} (pct. 2°—LG 2.2.4. A). În schema COM-I1 se conservă sensul natural al curentului mutual i_m. Relaţiile $Y_{r\ s}$, $Y_{ieş\ s}$, Y_{mI1}, A_{uI1} au un numitor comun: $E_{1\ I1}$.

Logigrama 2.2.4.A: RMG pentru montajul COM în regim invers I1 (COM-I1)

1°. Schema COM-I1, ecuaţiile de circuit (fig. 2.2.4):

$$\left.\begin{array}{ll}
\text{I} & I_{T\,col\,1} = -i_m + i_3 + i_5 \\
\text{II} & U_{Tcol\,1} = i_5 z_5' + (i_4 + i_5)(z_{int} + Z_{ss}) \\
\text{III} & i_5 z_5' - i_4 z_4' - i_3 z_3 = 0 \\
\text{IV} & I'_{intr1} \cdot r_{gen} - (i_4 + i_5)(z_{int} + Z_{ss}) - i_4 z_4' = 0 \\
\text{V} & I'_{intr1} = i_3 - i_4 - i_m \\
\text{VI} & i_m = y_m U_{emcom'\,1} = y_m z_4' i_4
\end{array}\right\} \quad (2.2.39)$$

Scanned with OKEN Scanner

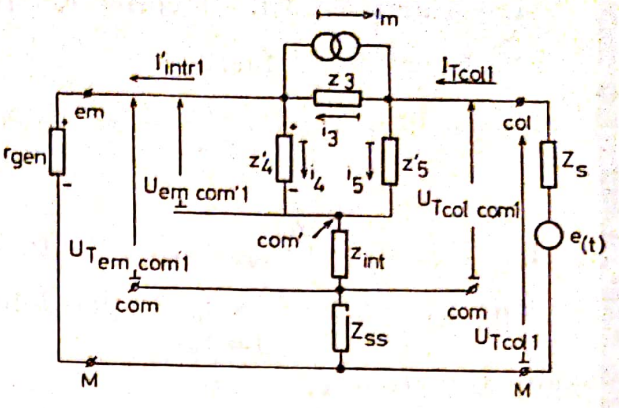


Figura 2.2.4. Schema echivalentă COM în regim dinamic cu GS-RI1

Prin rezolvarea ecuațiilor I—VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\ col\ 1}$.

2°. RMG pentru $Y_{r\ s}$, $Y_{teş\ s}$, Y_{mI1}, $(A_u, A_i, A_p)_{I1}$:

$$Y_{r\ s} = \frac{i_3 - i_m}{U_{T\ col\ 1}} = \frac{z'_5 r_{gen} + z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})\,[z'_4 + z'_5 + z_3 \cdot y_m z'_4]}{E_{1I1}} \qquad (2.2.40)$$

$$Y_{teş\ s} = \frac{I_{T\ col\ 1}}{U_{T\ col\ 1}} = \frac{z'_5 r_{gen} + z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3 \cdot (1 + y_m z'_4)] + [r_{gen}(z_3 + z'_4 + z_3 y_m \cdot z'_4) + z_3 z'_4]}{E_{1I1}} \qquad (2.2.41)$$

$$Y_{mI1} = \frac{I'_{intr\ 1}}{U_{T\ col\ 1}} = \frac{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})\,[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{1I1}} \qquad (2.2.42)$$

$$A_{uI1} = \frac{I'_{intr\ 1} \cdot r_{gen}}{U_{T\ col\ 1}} = Y_{mI1} \cdot r_{gen} = r_{gen} \frac{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})\,[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{1I1}} \qquad (2.2.43)$$

$$A_{iI1} = \frac{I'_{intr\ 1}}{I_{T\ col\ 1}} = \frac{Y_{mI\ 1}}{Y_{teş\ s}} = \frac{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})\,[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(r_{gen} + z_{int} + Z_{ss})\,[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z'_4(z_3 + z'_5)} \qquad (2.2.44)$$

$$A_{pI1} = A_{uI1} \cdot A_{iI1} = (Y_{mI1})^2 \cdot \frac{r_{gen}}{Y_{teş\ s}} \qquad (2.2.45)$$

unde :

$$E_{1I1} = z'_5[r_{gen}(z_3 + z'_4 + z_3 y_m z'_4) + z_3 z'_4] +$$

$$+ (z_{int} + Z_{ss})\,[r_{gen}(z_3 + z'_4 + z'_5 + z_3 y_m z'_4) + z_3(z'_4 + z'_5)]$$

În logigrama 2.2.4.B se exprimă RMG-I1 în funcție de A_{uI1}, pornindu-se de la ecuațiile IV și II ale sistemului 2.2.39, ecuații care conțin factorii de compunere ai lui $A_{uI1} = \frac{I'_{intr\ 1} \cdot r_{gen}}{U_{T\ col\ 1}}$ (rel. 2.2.43). Procedeul de calcul e cel explicat în paragraful 2.2.1. Noua exprimare a RMG-I1 e dată în relațiile 2.2.46÷2.2.50.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.2.4.B : Exprimarea RMG ale COM-I1 în funcție de A_{uI1}

1°. Ecuațiile de lucru :

IV. $I'_{intr1}r_{gen} = A_{uI1} \cdot U_{T\ col\ 1} = i_4(z'_4 + z_{int} + Z_{ss}) + i_5(z_{int} + Z_{ss}) \overset{\Rightarrow I_{intr\ 1}}{\Rightarrow i_{51}}$

II. $U_{T\ col\ 1} = i_4(z_{int} + Z_{ss}) + i_5(z'_5 + z_{int} + Z_{ss}) \Rightarrow i_{52}$

Din $i_{51} = i_{52} \Rightarrow i_4 \left| \begin{matrix} \Rightarrow i_5 \\ \Rightarrow i_m \end{matrix} \right.$ ⇒ apoi folosind ec. III — sistemul 2.2.39 rezultă $i_3 \Rightarrow I_{T\ col\ 1}$.

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uI1} : RMG = f(SFS, A_{uI1}) :

$$Y_{r\ s} = \frac{i_3 - i_m}{U_{T\ col\ 1}} = \frac{1 - A_{uI1}}{z_3} - y_m z'_4 \frac{A_{uI1} z'_5 - (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} \tag{2.2.46}$$

$$Y_{teş\ s} = \frac{I_{T\ col\ 1}}{U_{T\ col\ 1}} = \frac{i_3 - i_m + i_5}{U_{T\ col\ 1}} =$$

$$= \frac{z'_4(1 - y_m z'_5 A_{uI1}) + (z_{int} + Z_{ss})(1 + y_m z'_4)(1 - A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} + \frac{1 - A_{uI1}}{z_3} \tag{2.2.47}$$

$$Y_{mI1} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \tag{2.2.48}$$

$$A_{tI1} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{teş\ s}} =$$

$$= \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \times \frac{1}{\frac{z_4(1 - y_m z'_5 A_{uI1}) + (z_{int} + Z_{ss})(1 + y_m z'_4)(1 - A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} + \frac{1 - A_{uI1}}{z_3}} \tag{2.2.49}$$

$$A_{pI1} = A_{uI1} \cdot A_{tI1} = \frac{(A_{uI1})^2}{Y_{teş\ s} \cdot r_{gen}} \tag{2.2.50}$$

În expresiile $Y_{r\ s}$, $Y_{teş\ s}$, Y_{mI1} obținute în LG 2.2.4.A și B sînt prezente transformările de impedanță ce apar în procesul amplificării. Aceste transformări capătă forme mai expresive în relațiile 2.2.46, 2.2.47 unde se pune în evidență distinct modul în care se modifică z_3 în acest proces :

$$z'_{3M} = \frac{z_3}{1 - A_{uI1}} \tag{2.2.51}$$

și faptul că :

$$Y_{teş\ s} > Y_{r\ s}|_{COM} \cdot \therefore Z_{teş\ s} < Z_{r\ s}|_{COM} \tag{2.2.52}$$

diferența lor ΔY_{COM-I1} fiind calculabilă din :

$$Y_{teş\ s} = Y_{r\ s} + \frac{z'_4 + (z_{int} + Z_{ss})(1 - A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} = Y_{r\ s} + \Delta Y_{COM-I1} \tag{2.2.53}$$

Prin urmare, $Y_{r\ s}$, ca parte din $Y_{teş\ s}$, poate fi văzută ca reprezentînd transformarea globală de impedanță în regim I1, sau efectul Miller generalizat al acestui regim.

Scanned with OKEN Scanner

Se va observa că pentru $(z_{int} + Z_{ss}) \to \infty$, $\Delta Y_{COM-I1} \to \frac{1 - A_{uI1}}{z'_4 + z'_5}$ și deci :

$$Y_{ieș\ s} = Y_{r\ s} + \frac{1 - A_{uI1}}{z'_4 + z'_5} \cong (1 + y_m z'_4) \frac{1 - A_{uI1}}{z'_4 + z'_5} + \frac{1 - A_{uI1}}{z_3} \quad (2.2.54)$$

iar dacă $(z_{int} + Z_{ss}) \to 0$, $\Delta Y_{COM-I1} \to \frac{1}{z'_5}$ și deci :

$$Y_{ieș\ s} = Y_{r\ s} + \frac{1}{z'_5} \cong \frac{1}{z'_5} - y_m A_{uI1} + \frac{1 - A_{uI1}}{z_3} \quad (2.2.55)$$

rezultînd de aici că termenul repetabil, independent de tehnologie și de sarcina suplimentară, reprezintă TFI a COM în regim I1 :

$$z'_{3M} = \frac{z_3}{1 - A_{uI1}} \equiv \text{TFI-I1} \quad (2.2.56)$$

Întrucît din relația 2.2.43 rezultă că $A_{uI1} < 1$, atunci TFI-I1 nu modifică esențial pe z_3 și se poate considera, cu o bună aproximație pentru aplicații practice, că :

$$z'_{3M} \cong z_3 \quad (2.2.57)$$

Privind relațiile 2.2.15 și 2.2.53 se poate formaliza acum transformarea globală de impedanță (TGI) a MF-COM :

$$\text{TGI} = (Y_{tr} \text{ și } Y_{r\ s})^{-1} =$$

$$= \left(y_m z'_4 \frac{z'_5(1|_N - A_{uI1}) + (z_{int} + Z_{ss})[(1 - A_{uN})|_N + (1 - A_{uI1})|_{I1}]}{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})(z'_4 + z'_5)} \right)^{-1}$$

$$\text{și } \left(\frac{1}{z_3} [(1 - A_{uN})|_N + (1 - A_{uI1})|_{I1}] \right)^{-1} \quad (2.2.58)$$

(bara însoțită de indicele N sau I1 semnifică faptul că expresia marcată de bară decurge din studiul regimului N, respectiv I1).

2.2.5. Particularizări ale unor RMG-I1. Transformări de impedanță în regim de clasă A

În logigrama 2.2.5 se prezintă forme particulare ale $Y_{r\ s}$, $Y_{ieș\ s}$.

La pct. 1° — LG 2.2.5 sînt date RPT pentru $Y_{r\ s}$, $Y_{ieș\ s}$ (relațiile 2.2.58÷2.2.63) conform cu RMG = f(SFS, A_{uI1}) din LG 2.2.4.B. Contribuția rețelei CUAG în structura admitanțelor de reacție și de ieșire ale COM se pune în evidență la pct. 2° — LG 2.2.5 unde se dau formele RPZ pentru $Z_{ss} = 0$ (relațiile 2.2.64÷2.2.69). Prin ele se demonstrează din nou că pe măsură ce neuniformitatea ST crește, rețeaua CUAG participă cu din ce în ce mai multe din impedanțele ce o compun în exprimarea $Y_{r\ s}$, $Y_{ieș\ s}$. Totodată se observă prezența permanentă a z'_{3M}, la orice clasă tehnologică, la orice RPZ, ceea ce e un argument suplimentar pentru a-l considera TFI-I1.

La pct. 3° al LG 2.2.5, se dezvoltă în serie Mac Laurin $Y_{ieș\ s}$ ca RPT, obținîndu-se după procedeul comentat anterior (inclusiv la § 2.2.2) RPE din relațiile (2.2.61)'÷(2.2.63)'.

Scanned with OKEN Scanner

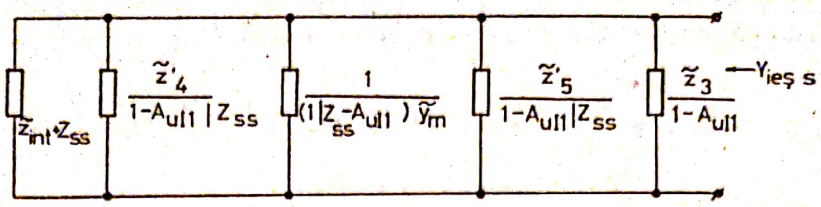


Figura 2.2.5. Structura simplificată a $Y_{r\,s}$ la COM

În RPT, RPZ, RPE ale TU (2.2.59, 2.2.62, 2.2.65, 2.2.68, 2.2.62′) se reeditează faptul că ele devin independente de Z_{ss} dacă o impedanță CUAG ce formează cu Z_{ss} un traseu comun — devine infinită.

RPE pentru TB (2.2.63′) conține forma acoperitoare și pentru TCV și TU, de aceea va fi folosită ca model analitic la structurarea $Y_{ieş\ s}$ prin impedanțe dispuse în paralel — așa ca în figura 2.2.5.

Logigrama 2.2.5 : Particularizarea RMG = f(SFS, A_{uI1}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație. Se vor particulariza $Y_{r\,s}$, $Y_{ieş\,s}$ (A_{iI1}, A_{pI1} rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41) :

$$Y_{r\,s}\ \Big|\ \text{TCV}\ \Big|_{z_{int}=0} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} - y_m z'_4 \frac{A_{uI1}z'_5 - Z_{ss}(1-A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + Z_{ss}(z'_4+z'_5)} \qquad (2.2.58)$$

$$\text{TU}\ \Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} - y_m z'_4 \frac{-(1-A_{uI1})}{z'_4+z'_5} \qquad (2.2.59)$$

$$\text{TB}\ \Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{r\,s}\ \text{scris pentru}\ z_{int}=r_{int} \qquad (2.2.60)$$

$$Y_{ieş\,s}\ \Big|\ \text{TCV}\ \Big|_{z_{int}=0} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} + \frac{z'_4(1-y_m z'_5 A_{uI1}) + Z_{ss}(1+y_m z'_4)(1-A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + Z_{ss}(z'_4+z'_5)} \qquad (2.2.61)$$

$$\text{TU}\ \Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} + \frac{(1+y_m z'_4)(1-A_{uI1})}{z'+z'_5} \qquad (2.2.62)$$

$$\text{TB}\ \Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{ieş\,s}\ \text{scris pentru}\ z_{int}=r_{int} \qquad (2.2.63)$$

2°. RPZ (relația 2.1.46) pentru $Z_{ss}=0$:

$$Y_{r\,s}\ \Big|\ \text{TCV}\ \Big|_{z_{int}=0} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} - y_m A_{uI1} \qquad (2.2.64)$$

$$\text{TU}\ \Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} - y_m z'_4 \frac{-(1-A_{uI1})}{z'_4+z'_5} \qquad (2.2.65)$$

$$\text{TB}\ \Big|_{z_{int}=r_{int}} : \frac{1-A_{uI1}}{z_3} - y_m z'_4 \frac{A_{uI1}z'_5 - r_{int}(1-A_{uI1})}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4+z'_5)} \qquad (2.2.66)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{ieş\ s}\ \begin{cases} \text{TCV}\,\big|_{z_{int}=0}: \dfrac{1-A_{uI1}}{z_3}+\dfrac{1-y_m z_5' A_{uI1}}{z_5'} & (2.2.67)\\ \text{TU}\,\big|_{z_{int}=\infty}: \dfrac{1-A_{uI1}}{z_3}+\dfrac{(1+y_m z_4')(1-A_{uI1})}{z_4'+z_5'} & (2.2.68)\\ \text{TB}\,\big|_{z_{int}=r_{int}}: \dfrac{1-A_{uI1}}{z_3}+ \\ \quad +\dfrac{z_4'(1-y_m z_5' A_{uI1})+r_{int}(1+y_m z_4')(1-A_{uI1})}{z_4' z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')} & (2.2.69) \end{cases}$$

3°. RPE (relaţia 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*), deduse din RPT, pentru $Y_{ieş\ s}$ — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z_4', z_5', z_{int}, Z_{ss} — notîndu-se Y rezultat cu indicele ($z_k = 0$).

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{ieş\ s} \cong \sum[Y_{ieş\ s(z_4'=0)} + Y_{ieş\ s(z_5'=0)} + Y_{ieş\ s(Z_{ss}=0)}] =$$

$$= \frac{1}{Z_{ss}}\bigg|_{Z_{ss}} + \frac{1-A_{uI1}}{z_4'}\bigg|_{Z_{ss}} + (1\,|\,z_{ss} - A_{uI1})y_m + \frac{1-A_{uI1}\,|\,z_{ss}}{z_5'} + \frac{1-A_{uI1}}{z_3} \qquad (2.2.61)'$$

$$\text{TU} \Rightarrow Y_{ieş\ s} \cong \sum[Y_{ieş\ s(z_4'=0)} + Y_{ieş\ s(z_5'=0)}] = (1-A_{uI1})\cdot$$

$$\cdot\left(\frac{1}{z_4'}+\frac{1}{z_5'}+y_m\right)+\frac{1-A_{uI1}}{z_3} \qquad (2.2.62)'$$

$$\text{TB} \Rightarrow Y_{ieş\ s} \cong \sum[Y_{ieş\ s(z_4'=0)} + Y_{ieş\ s(z_5'=0)} + Y_{ieş\ s(r_{int}+Z_{ss})}] =$$

$$= \frac{1}{r_{int}+Z_{ss}} + \frac{1-A_{uI1}}{z_4'}\bigg|_{Z_{ss}} + (1\,|_{Z_{ss}} - A_{uI1})y_m + \frac{1-A_{uI1}\,|\,z_{ss}}{z_5'} + \frac{1-A_{uI1}}{z_3} \qquad (2.2.63)'$$

RPE obţinută aproximează pe $Y_{ieş\ s}$; expresia determinată pentru clasă A are avantajul de a fi simplă şi forma convenabilă ilustrată în figura 2.2.5 incită la folosirea ei pentru orice amplitudine a excitaţiei, inclusiv în comutaţie, cu condiţia să se ţină seama de valoarea impedanţelor CUAG în punctele de funcţionare ale DNL. Astfel, dacă M_1 şi M_2 sînt punctele de funcţionare în comutaţie (fig. 1.4.1, *b*, *c*), atunci $Y_{ieş\ s}$ poate fi aproximat prin media valorilor sale în M_1 şi M_2:

$$\tilde{Y}_{ieş\ s} = \frac{Y_{ieş\ s\ M1} + Y_{ieş\ s\ M2}}{2} = \frac{1}{\tilde{z}_{int}+Z_{ss}} +$$

$$+\frac{1-A_{uI1}}{\tilde{z}_4'}\bigg|_{Z_{ss}} + (1|_{Z_{ss}} - A_{uI1})\tilde{y}_m + \frac{1-A_{uI1}\,|\,z_{ss}}{\tilde{z}_5'} + \frac{1-A_{uI1}}{\tilde{z}_3} \qquad (2.2.70)$$

unde $\tilde{z}_{int}$, $\tilde{z}_4'$, $\tilde{y}_m$, $\tilde{z}_5'$, $\tilde{z}_3$ reprezintă fiecare media valorilor pe care le iau impedanţele respective ale CUAG în punctele de funcţionare M_1 şi M_2.

Aşa cum s-a mai specificat, orice RMG-I1 poate fi dezvoltat în serie Mac-Laurin, obţinîndu-se expresii mai simple, aproximative, adaptabile ori-

Scanned with OKEN Scanner

cărei zone de lucru pe caracteristicile de funcționare ale DNL, după modelul relației 2.2.70. Pentru TFI, în 2.2.70 se pune în evidență forma :

$$\tilde{z}'_{3M} = \frac{\tilde{z}_3}{1 - A_{uII}} \tag{2.2.71}$$

Comparînd RPF ale $Y_{ieș\ s}$ pe clase tehnologice, în condiția $Z_{ss} = 0$, se poate stabili relația de incluziune 2.2.72, care se poate transforma într-o relație de ordine dacă impedanțele rețelei CUAG ar fi egale la fiece clasă tehnologică :

$$Y_{ieș\ s\ TCV} \subset Y_{ieș\ s\ TU} \subset Y_{ieș\ s\ TB} \tag{2.2.72}$$

sau :

$$-A_{uII}y_m + \frac{1}{z'_5} + \frac{1 - A_{uII}}{z_3} \subset (1 - A_{uII})\left(\frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z'_5} + y_m\right) + \frac{1 - A_{uII}}{z_3} \subset$$

$$\subset \frac{1}{z_{int}} + \left(\frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z'_5} + y_m\right)(1 - A_{uII}) + \frac{1 - A_{uII}}{z_3} \tag{2.2.73}$$

În relația 2.2.73 impedanțele CUAG pot fi și valori medii :

$$\tilde{z}_3,\ \tilde{z}'_4,\ \tilde{z}'_5,\ \tilde{z}_{int},\ \tilde{y}_m.$$

Din forma simplificată 2.2.73 rezultă cu claritate gradualizarea implicării CUAG de la TCV la TB : progresiv, se adaugă cîte un braț la structura „paralel"; simplificată, din figura 2.2.5. Indiferent de clasa tehnologică rămîne permanent TFI, impedanța ce se vede privind între „col" și Masa M în paralel cu admitanța $A_{uII} \cdot y_m$. Întrucît $A_{uII} < 1$, se poate spune că z'_{3M} e principala impedanță ce se reflectă la ieșire și care alterează valoarea lui z'_5, conectat de fapt la ieșire. Cu aproximație, se poate spune că toate celelalte efecte aduse de complicarea tehnologică a ST se așează în paralel pe o impedanță de ieșire formată esențial din :

$$Z'_{ieș\ s} \cong z'_{3M} \parallel z'_5 \cong z_3 \parallel z'_5 \tag{2.2.74}$$

Privind schemele 2.2.2 și 2.2.5, se vede că au practic aceeași componență cu deosebirea că A_{uN} intervine pentru calculul Y_{intr}, iar A_{uII} pentru calculul $Y_{ieș\ s}$. Trebuie reținut deci că, în forma simplificată, Y_{intr}, $Y_{ieș\ s}$ au aceeași structură, că în această structură toate brațele cuprinse între electrozi calzi prezintă impedanțele amplificate cu $\frac{1}{1 - A_{uN,\ II}}$, iar brațele cuprinse între electrodul comun și masă se prezintă cu impedanța existentă acolo și că toate aceste impedanțe sînt dispuse paralel între ele.

Așa cum se vede din relațiile 2.2.8, 2.2.46, Y_{tr} și $Y_{r\ s}$ au forme care prezintă similitudini ; dezvoltarea în serie Mac-Laurin va duce de asemenea la forme similare care, conform cu relațiile 2.2.15, 2.2.53, sînt conținute în Y_{tr} și $Y_{r\ s}$.

2.2.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uII} pentru fiecare clasă tehnologică în cazul $Z_{ss} = 0$

În logigrama 2.2.6 se dau expresiile factorului de amplificare în tensiune A_{uII} pe clase tehnologice ; pentru aceasta s-au folosit RPT în condiția $Z_{ss} = 0$, ceea ce lasă să se evidențieze implicarea rețelei CUAG în parametrii ce caracterizează răspunsul în tensiune al COM.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.2.6 : Stabilirea relaţiilor $A_{uI1} = f(SFS, \omega)$ şi $t_c = f(SFS)$.
1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG 2.2.43 pe clase tehnologice şi $Z_{ss} = 0$.

	A_{uI1} ; $\tau_{fI_1DNL} \Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{fI1}} A$	$A_{uI1(0)}$	$\tau_{fI1} \Rightarrow t_r = \pi\tau_{fI1}$	Relaţia
TCV	$r_{gen}\frac{z'_4}{z_3+z'_4} \times \frac{1}{r_{gen}(1+z_3 \parallel z'_4 \cdot y_m)+z_3 \parallel z'_4} = A_{uI1(0)}\frac{1+j\omega\tau_{fI1}}{1+j\omega\tau_{fI1}}$ $\tau_{fI1DNL} = \tau_3 \Rightarrow \Delta A \cong (t_i/\tau_{fI1\ DNL})A$	$r_{gen}\frac{r_4}{r_3+r_4} \times \frac{1}{r_{gen}(1+r_3 \parallel r_4 \cdot g_m)+r_3 \parallel r_4}$	$\tau_{fI1} = \frac{r_{gen}\tau_{34}}{r_{gen}(1+r_3 \parallel r_4 \cdot g_m)+r_3 \parallel r_4}$ unde $\tau_{34} = \frac{r_3\tau_4 + r_4\tau_3}{r_3+r_4}$	(2.2.75)
TU	$\frac{r_{gen}(z'_4+z'_5+z_3+z_3y_mz'_4)}{r_{gen}(z'_4+z'_5+z_3+z_3y_mz'_4)+z_3(z'_4+z'_5)} = A_{uI1(0)}\frac{1+j\omega\tau_{fI1}}{1+j\omega\tau_{fI1}}$ $\left(\tau_{fI1} = \frac{r_4(\tau_3+\tau_5)+r_5(\tau_3+\tau_4)+}{r_4+r_5+r_3+} \rightarrow \right.$ $\left. \rightarrow \frac{+r_3(\tau_4+\tau_5)+r_3r_4g_m\tau_5)}{+r_3r_4g_m}\right)$ $\Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{fI1\ DNL}} A$	$\frac{r_{gen}(r_4+r_5+r_3+r_3r_4g_m)}{r_{gen}(r_4+r_5+r_3+r_3r_4g_m)+r_3(r_4+r_5)}$	$\frac{r_{gen}[r_4(\tau_3+\tau_5)+r_5(\tau_3+\tau_4)+}{r_{gen}(r_4+r_5+r_3+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_3(\tau_4+\tau_5)+r_3r_4g_m\tau_5]+}{+r_3r_4g_m)+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_3(r_4\tau_5+r_5\tau_4)}{+r_3(r_4+r_5)}$	(2.2.76)
TB	$r_{gen}\frac{z'_4z'_5+r_{int}(z'_4+z'_5+z_3+z_3z'_4y_m)}{z'_5r_{gen}(z_3+z'_4+z_3y_mz'_4)+z_3z'_4+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{}{r_{int}[r_{gen}(z_3+z'_4+z'_5+z_3y_mz'_4)+z_3(z'_4+z'_5)]} =$ $= A_{uI1(0)}\frac{1+j\omega\tau_{fI1}}{1+j\omega\tau_{fI1}}$ $\tau_{fI1DNL} = \frac{r_4r_5\tau_3+r_{int}[r_4(\tau_3+\tau_5)+}{r_4r_5+r_{int}(r_4+r_5+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_5(\tau_3+\tau_4)+r_3(\tau_4+\tau_5)+r_3r_4g_m\tau_5]}{+r_3+r_3r_4g_m)}$ $\Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{fI1\ DNL}} A$	$r_{gen} \times \frac{r_4r_5+r_{int}(r_4+r_5+r_3+r_3r_4g_m)}{r_5[r_{gen}(r_3+r_4+r_3r_4g_m)+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{}{+r_3r_4]+r_{int}[r_{gen}(r_3+r_4+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{}{+r_5+r_3g_mr_4)+r_3(r_4+r_5)]}$	$\frac{r_5 \cdot r_{gen}(r_3\tau_4+r_4\tau_3)+r_{int}\{r_{gen}[r_3(\tau_4+}{r_5[r_{gen}(r_3+r_4+r_3r_4g_m)+r_3r_4]+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+\tau_5)+r_4(\tau_3+\tau_5)+r_5(\tau_3+\tau_4)+}{+r_{int}[r_{gen}(r_3+r_4+r_5+} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+r_3r_4g_m\tau_5]+r_3(r_4\tau_5+r_5\tau_4)\}}{+r_3r_4g_m)+r_3(r_4+r_5)]}$	(2.2.77)

Scanned with OKEN Scanner

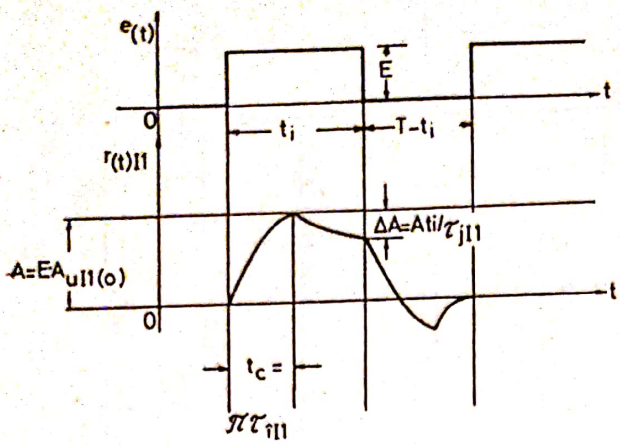


Figura 2.2.6. Distorsiunile $r_{(t)}$ la CCM-I1

Cu simplificările utilizate în paragrafele 2.2.3, se ajunge la A_{uI1} de forma idealizabilă 2.2.35. În ea se disting:

$A_{uI1(0)}$ ca factor de amplificare în regim permanent;
τ_{fI1}, constanta de timp, a polului din forma 2.2.35;
τ_{jI1}, constanta de timp a nulului din forma 2.2.35 (relaţiile 2.2.75÷2.2.77).

Cu aceste mărimi se determină, pe rînd, amplitudinea tensiunii la ieşirea COM în I1, durata procesului tranzitoriu t_c şi căderea de amplitudine ΔA pe palier, aşa cum se vede în figura 2.2.6, faţă de impulsul $e_{(t)}$ aplicat la intrarea de regim invers a COM.

Aşa cum s-a specificat şi la paragraful 2.2.3, constanta de timp τ_j arată contribuţia reţelei CUAG, a DNL la joasă frecvenţă, de aceea ea va purta indicele de $\tau_{jI1\ DNL}$.

2.2.7. Stabilirea RMG pentru MF-COM în regimul invers I2 (RMG-I2). Exprimarea RMG-I2 în funcţie de factorul de transfer în tensiune A_{uI2}.

În logigrama 2.2.7.A se prezintă schema COM în regimul invers I2 (fig. 2.2.7), se scriu ecuaţiile „pe bucle şi noduri" I÷IX care formează sistemul 2.2.78 (pct. 1°, LG 2.2.7.A) şi se prezintă rezultatele calculelor în relaţiile 2.2.79÷2.2.84 (pct. 2°, LG 2.2.7.A) pentru admitanţele: de reacţie prin ieşirea de pe Z_{ss}, $Y_{r\ ss}$, de ieşire $Y_{ieş\ ss}$ pentru ieşirea de pe Z_{ss}, mutuală în regim invers I2, Y_{mI2}, şi pentru factorii de transfer: în tensiune, A_{uI2}, în curent, A_{iI2}, în putere, A_{pI2}, în regimul invers I2. Expresiile $Y_{r\ ss}$, $Y_{ieş\ ss}$, Y_{mI2} şi A_{uI2} au ca numitor comun pe E_{1I2}.

RMG din LG 2.2.7.A se scriu în funcţie de A_{uI2} în LG 2.2.7.B, plecînd de la ecuaţiile VII şi IV ale sistemului, pentru că ele cuprind factorii ce formează pe A_{uI2} (rel. 2.2.82). Se obţin astfel (pct. 2° LG 2.2.7.B) expresiile 2.2.85÷2.2.89 unde E'_{1I2} este numitorul comun al admitanţelor $Y_{r\ ss}$, $Y_{ieş\ ss}$, $Y_{m\ I2}$.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.2.7.A : RMG pentru montajul COM în regim invers I2 (COM-I2).

1°. Schema COM-I2, ecuațiile de circuit (fig. 2.2.7) :

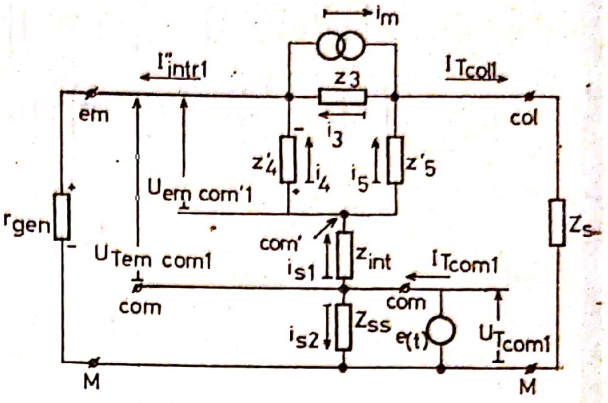


Figura 2.2.7. Schema echivalentă COM în regim dinamic cu GS-RI2

$$
\begin{aligned}
&\text{I} \quad I_{T\,com\,1} = i_{s1} + i_{s2}\\
&\text{II} \quad i_{s1} = i_4 + i_5\\
&\text{III} \quad i_4 z'_4 - i_3 z_3 - i_5 z'_5 = 0\\
&\text{IV} \quad U_{T\,com\,1} = i_{s2} Z_{ss}\\
&\text{V} \quad i_{s2} Z_{ss} - I''_{intr\,1}\, r_{gen} - i_4 z'_4 - i_{s1} z_{int} = 0\\
&\text{VI} \quad i_{s2} Z_{ss} - I_{T\,col\,1} Z_s - i_5 z'_5 - i_{s1} z_{int} = 0\\
&\text{VII} \quad I''_{intr\,1} = i_4 + i_3 - i_m\\
&\text{VIII} \quad i_m = y_m U_{em\,com'\,1} = -\, i_4 \cdot y_m z'_4\\
&\text{IX} \quad I_{T\,col\,1} = i_m + i_5 - i_3
\end{aligned}
\tag{2.2.78}
$$

Prin rezolvarea ecuațiilor I÷IX se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\,com\,1}$.

2°. RMG pentru $Y_{r\,ss}$, $Y_{tes\,ss}$, Y_{mI2}, $(A_u, A_i, A_p)_{I2}$:

$$Y_{r\,ss} = \frac{+i_4}{U_{T\,com\,1}} = \frac{Z_s\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1+\frac{r_{gen}}{z_3}\right)}{E_{I12}} \tag{2.2.79}$$

$$Y_{tes\,ss} = \frac{I_{T\,com\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{1}{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{Z_s\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1+\frac{r_{gen}}{z_3}\right) + \left(r_{gen} + y_m z'_4 r_{gen} + z'_4 + y_m z'_4 Z_s + \frac{z'_4}{z_3} r_{gen} + \frac{z'}{z_3} Z_s\right)}{E_{I12}} \tag{2.2.80}$$

$$Y_{mI2} = \frac{I''_{intr\,1}}{U_{T\,com\,1}} =$$

$$= \frac{(1 + y_m z'_4)\left[Z_s\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1+\frac{r_{gen}}{z_3}\right)\right] + \frac{1}{z_3}\left[Z_s(z'_4 - z'_5 y_m z'_4) - z'_5 r_{gen}(1 + y_m z'_4)\right]}{E_{I12}} \tag{2.2.81}$$

$$A_{uI2} = \frac{I''_{intr\,1}\, r_{gen}}{U_{T\,com\,1}} = Y_{mI2} \cdot r_{gen} \qquad (2.2.82)$$

$$A_{iI2} = I''_{intr\,1} / I_{T\,com\,1} =$$

$$= \frac{\left\{(1 + y_m z'_4)\left[Z_s\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1 + \frac{r_{gen}}{z_3}\right)\right] + \frac{1}{z_3}\left[Z_s(z'_4 - z'_5 y_m z'_4) - z'_5 r_{gen}(1 + y_m z'_4)\right]\right\} Z_{ss}}{E_{1I2} + Z_{ss}\left[Z_s\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1 + \frac{r_{gen}}{z_3}\right) + \left(r_{gen} + z' \cdot y_m r_{gen} + z'_4 + y_m z'_5 \cdot Z_s + \frac{z'_4}{z_3} r_{gen} + \frac{z'_4}{z_3} Z_s\right)\right]} \qquad (2.2.83)$$

$$A_{pI2} = A_{uI2} \cdot A_{iI2} \qquad (2.2.84)$$

unde :

$$E_{1I2} = \left\{\left(r_{gen} + y_m z'_4 r_{gen} + z'_4 + z_{int} + \frac{z'_4}{z_3} r_{gen}\right)\left[Z_s\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right) + z'_5\left(1 + \frac{r_{gen}}{z_3}\right)\right] + \right.$$

$$\left. + \left(r_{gen} + y_m z'_4 r_{gen} + z'_4 + y_m z'_4 Z_s + \frac{z'_4}{z_3} r_{gen} + \frac{z'_4}{z_3} Z_s\right)\left(-\frac{z'_5}{z_3} r_{gen} + z_{int}\right)\right\}$$

Logigrama 2.2.7.B : Exprimarea RMG ale COM-I2 în funcție de A_{uI2}.

1°. Ecuațiile de lucru cu numerotarea din sistemul 2.2.78 :

VII $I''_{intr\,1} \cdot r_{gen} = A_{uI2} U_{T\,com\,1}$

IV $U_{T\,com\,1} = i_{s2} Z_{ss} = (i_m + i_5 - i_3) Z_s + i_5 z'_5 + i_{s1} z_{int}$ (vezi. fig. 2.2.7)

V $i_4 z'_4 + i_{s1} z_{int} = U_{T\,com\,1}(1 - A_{uI2}) \Rightarrow i_{s1}$

II $i_{s1} = i_4 + i_5 \Rightarrow i_5 = i_{51}$

VI, IX $i_{s1} = \dfrac{U_{T\,com\,1} - (i_m + i_5 - i_3) Z_s - i_5 z'_5}{z_{int}}$

III, VIII $i_3 = \dfrac{z'_4}{z_3} i_4 - \dfrac{z'_5}{z_3} i_5 \Rightarrow i_5 = i_{52}$

Din $i_{51} = i_{52}$ rezultă $i_4 \Rightarrow i_5 \Rightarrow i_{s1} \Rightarrow i_{s2} \Rightarrow I_{T\,com\,1}$.
$\Rightarrow i_m$

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uI2} : RMG = f(SFS, A_{uI2}) :

$$Y_{r\,ss} = \frac{+i_4}{U_{T\,com\,1}} = \frac{1}{E'_{1I2}}\left\{(1 - A_{uI2})\left(Z_s + \frac{z'_5}{z_3} Z_s + z'_5\right) - A_{uI2} z_{int}\right\} \qquad (2.2.85)$$

$$Y_{ieș\,ss} = \frac{I_{T\,com\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{i_{s1} + i_{s2}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1 - A_{uI2})\left[Z_s\left(1 + \frac{z'_5}{z_3} + \frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right) + z'_5\right] + z'_4}{E'_{1I2}} \qquad (2.2.86)$$

$$Y_{mI2} = \frac{I''_{intr\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{A_{uI2}}{r_{gen}} = \frac{1}{E'_{1I2}}\left\{(1 - A_{uI2})\left[(Z_s + z'_5)\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3}\right) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + Z_s \frac{z'_5}{z_3}\right] - A_{uI2} z_{int}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3}\right) - \frac{z'_4 z'_5}{z_3}\right\} \qquad (2.2.87)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$A_{tI2} = \frac{A_{uI2}}{r_{gen} Y_{ieș\ ss}} \tag{2.2.88}$$

$$A_{pI2} = A_{tI2} \cdot A_{uI2} = A_{uI2}^2 / r_{gen} Y_{ieș\ ss} \tag{2.2.89}$$

unde

$$E'_{I2} = \left[z'_4 + \left(y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_s}\right) Z_s\right] z_{int} + (z'_4 + z_{int})\left[z'_5 + \left(1 + \frac{z'_5}{z_s}\right) Z_s\right] =$$

$$= \left(1 + \frac{Z_s}{z_s}\right)[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)] + Z_s[z_{int}(1 + y_m z'_4) + z'_4]$$

În LG 2.2.7.B se pun în evidență incluziunile :

$$Y_{ieș\ ss} > Y_{r\ ss}\,|_{COM} \quad \therefore Z_{ieș\ ss} < Z_{r\ ss}\,|_{COM} \tag{2.2.90}$$

și diferența ΔY_{COM-I2} :

$$Y_{ieș\ ss} = Y_{r\ ss} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{E'_{I2}}\left[(1 - A_{uI2}) Z_s \left(\frac{z'_4}{z_s} + y_m z'_4\right) + z'_4 + A_{uI2} z_{int}\right] =$$

$$= Y_{r\ ss} + \Delta Y_{COM-I2} \tag{2.2.91}$$

Ca și în regim N sau I1, se poate formula o concluzie similară privitor la transformarea globală de impedanță valabilă pentru ieșirea pe Z_{ss} sau la ceea ce reprezintă efectul Miller generalizat în regim I2 : $Y_{r\ ss}$ ca parte din $Y_{ieș\ ss}$ reprezintă acest efect.

Pentru variații date lui Z_s între 0 și ∞, se constată că termenii repetabili în $Y_{r\ ss}$ sînt cei din relația 2.2.92 care reflectă deci transformarea fundamentală de impedanță (admitanță) în regim I2 :

$$z''_M = \left(\frac{(1 - A_{uI2}) z'_5}{z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)}\right)^{-1} = \text{TFI-I2} \tag{2.2.92}$$

iar rețeaua CUAG se reflectă în paralel pe Z_{ss} printr-o rețea echivalentă în care pentru cazurile practice asimilabile cu :

$$z_{int} \to 0, \quad \frac{z_{int}}{z'_4 \parallel z'_5} \to 0, \quad z'_4 \parallel z'_5 > z_{int}, \quad \text{se obține :}$$

$$z''_M \cong \frac{1 - A_{uI2}}{z'_4} \tag{2.2.93}$$

cum era de așteptat (z'_4 este între electrozii calzi).

Deci $Z_{ieș\ ss}$ este de fapt :

$$Z_{ieș\ ss} \cong z''_M \parallel Z_{ss} \tag{2.2.94}$$

peste care se mai așează și alte impedanțe în paralel pentru Z_s intermediare, diferite și de zero și de infinit. Mărimile lor sînt mai ușor de apreciat, cu metoda aproximativă a dezvoltării admitanțelor în serie Mac-Laurin, așa cum se va vedea în paragraful următor.

Scanned with OKEN Scanner

2.2.8. Particularizări ale unor RMG-I2. Transformări de impedanță în clasă A

În LG 2.2.8 se particularizează $Y_{r\ ss}$, $Y_{ieș\ ss}$ formîndu-se RPT (relațiile 2.2.95÷2.2.100), RPZ pentru $Z_s = 0$ (relațiile 2.2.101÷2.2.106) și RPE pentru $Y_{ieș\ ss}$ (relațiile 2.2.98'÷2.2.100'').

Logigrama 2.2.8 : Particularizarea RMG=f(SFS, A_{uI2}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație : Se vor particulariza $Y_{r\ ss}$, $Y_{ieș\ ss}$ (A_{iI2}, A_{rI2} rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41) :

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{(1-A_{uI2})}{z'_4} \tag{2.2.95}$$

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TU}\Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{-A_{uI2}}{\left[z'_4+\left(y_m z'_4+\frac{z'_4}{z_3}\right)Z_s\right]+\left[z'_5+\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right)Z_s\right]} \tag{2.2.96}$$

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{r\ ss} \text{ scris pentru } z_{int}=r_{int} \tag{2.2.97}$$

$$Y_{ieș\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1-A_{uI2})\left[\left(1+\frac{z'_4}{z_3}+\frac{z'_5}{z_3}+y_m z'_4\right)Z_s+z'_5\right]+z'_4}{z'_4\left[z'_5+\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right)Z_s\right]} \tag{2.2.98}$$

$$Y_{ieș\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TU}\Big|_{\substack{z_{int}\to\infty \\ z'_4\to\infty}} : \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1-A_{uI2})\left[Z_s\left(\frac{1}{z_3}+y_m\right)\right]+1}{\left(1+\frac{Z_s}{z_3}\right)[z'_4+z'_5]+Z_s[(1+y_m z'_4)+z'_4]} \tag{2.2.99}$$

$$Y_{ieș\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{ieș\ ss} \text{ scris pentru } z_{int}=r_{int} \tag{2.2.100}$$

2°. RPZ (relația 2.1.46) :

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TCV} : \frac{(1-A_{uI2})}{z'_4} \tag{2.2.101}$$

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TU} : \frac{-A_{uI2}}{z'_4+z'_5} \tag{2.2.102}$$

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \mathrm{TB} : \frac{(1-A_{uI2})[z'_5]-A_{uI2}\,r_{int}}{z'_4\,r_{int}+(z'_4+r_{int})z'_5} \tag{2.2.103}$$

Scanned with OKEN Scanner

$Y_{ieș\ ss}$

TCV: $\dfrac{1}{Z_{ss}} + \dfrac{(1 - A_{uI2})\,[z'_5] + z'_4}{z'_4 z'_5} = \dfrac{1}{Z_{ss}} + \dfrac{(1 - A_{uI2})}{z'_4} + \dfrac{1}{z'_5}$ (2.2.104)

TU: $\dfrac{1}{Z_{ss}}$ (2.2.105)

TB: $\dfrac{1}{Z_{ss}} + \dfrac{(1 - A_{uI2})\,[z'_5] + z'_4}{z'_4 r_{int} + (z'_4 + r_{int})\,[z'_5]}$ (2.2.106)

3°. RPE (relația 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*) deduse din RPT pentru $\overline{Y_{ieș\ ss}}$ — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z'_4, z'_5, z_{int}, Z_{ss}, notîndu-se Y rezultat cu indicele $z_k = 0$.

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{ieș\ ss} \cong Y_{ieș\ ss(Z_s=0)} + Y_{ieș\ ss(z'_5=0)} =$$

$$\cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s} + \frac{1}{z'_5} + \frac{(1 - A_{uI2})\left(1 + \dfrac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)}{z'_4} \qquad (2.2.98)$$

$$Y_{ieș\ ss(Z_s=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{z'_5} + \frac{1 - A_{uI2}}{z'_4} \qquad (2.2.98)''$$

$$\underset{(z_{int},\, z'_4 \to \infty)}{\text{TU} \Rightarrow Y_{ieș\ ss}} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1 - A_{uI2})\left[Z_s\left(\dfrac{1}{z_3} + y_m\right)\right] + 1}{\left(1 + \dfrac{Z_s}{z_3}\right)[z'_4 + z'_5] + Z_s[(1 + y_m z'_4) + z'_4]} \qquad (2.2.99)'$$

$$Y_{ieș\ ss(Z_s=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{z'_4 + z'_5} \qquad (2.2.99)''$$

TB⇒ Observație: Dacă se consideră doar un Y_k sau se anulează o parte din Z_{sg}, expresiile rezultate sînt complicate, de aceea se va recurge la dezvoltarea în serie Mac-Laurin pentru cîte două variabile nule simultan:

$$Y_{ieș\ ss} \cong \Sigma Y_{(z_i, z_j=0)} = \Sigma Y_{(z'_4, z_j=0)} + \Sigma Y_{(z'_5, z_j=0)} + \Sigma Y_{(z_3, z_j=0)} +$$
$$+ \Sigma Y_{(r_{int}, z_j=0)} + \Sigma Y_{(y_m^{-1}, z_j=0)} + \Sigma Y_{(Z_s, z_j=0)} \qquad (2.2.100)'$$

$$\Sigma Y_{(z'_4, z_j=0)} = Y_{ieș\ ss(z'_4, z'_5=0)} + Y_{ieș\ ss(z'_4, z_3=0)} + Y_{ieș\ ss(z'_4, r_{int}=0)} +$$
$$+ Y_{ieș\ ss(z'_4, Z_s=0)} \cong \frac{1 - A_{uI2}}{r_{int}} + \frac{1}{Z_{ss}}$$

$$\Sigma Y_{(z'_5, z_j=0)} = Y_{ieș\ ss(z'_5, z'_4=0)} + Y_{ieș\ ss(z'_5, r_{int}=0)} +$$
$$+ Y_{ieș\ ss(z'_5, Z_s=0)} \cong (1 - A_{uI2})\left(\frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z_3} + y_m\right) + \frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI2}}{r_{int}}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\Sigma Y_{(z_s,\, z_j=0)} \cong \frac{1-A_{uI2}}{r_{int}} + \frac{1}{Z_{ss}}$$

$$\Sigma Y_{(r_{int},\, z_j=0)} = Y_{ieş\ ss(r_{int},\, Z_s=0)} + Y_{ieş\ ss(r_{int},\, z'_4=0)} +$$
$$+ Y_{ieş\ ss(r_{int},\, z'_5=0)} + Y_{ieş\ ss(r_{int},\, z_3=0)} \cong$$
$$\cong (1-A_{uI2})\left(\frac{1}{z'_5}+\frac{1}{z'_4}+\frac{1}{z_3}+y_m\right)+\frac{1}{Z_s}+\frac{1}{Z_{ss}}$$

$$\Sigma Y_{(Z_s,\, z_j=0)} = Y_{ieş\ ss(Z_s,\, z'_4=0)} + Y_{ieş\ ss(Z_s,\, z'_5=0)} +$$
$$+ Y_{ieş\ ss(Z_s,\, z_3=0)} + Y_{ieş\ ss(Z_s,\, r_{int}=0)} \cong$$
$$\cong (1-A_{uI2})\left(\frac{1}{r_{int}}+\frac{1}{z'_4}\right)+\frac{1}{z'_5}+\frac{1}{Z_{ss}}$$

Față de dezvoltările admitanțelor parțiale, expresia acoperitoare pentru $Y_{ieş\ ss}$ este:

$$Y_{ieş\ ss} = (1-A_{uI2})\left(\frac{1}{z'_5}+\frac{1}{z'_4}+y_m+\frac{1}{r_{int}}\right)+\frac{1}{Z_s}+\frac{1}{Z_{ss}} \qquad (2.2.100)'$$

Pentru cazul că $Z_s = 0$, atunci:

$$Y_{ieş\ ss} \cong (1-A_{uI2})\left(\frac{1}{z'_5}+\frac{1}{z'_4}+\frac{1}{z_3}+y_m+\frac{1}{r_{int}}\right)+\frac{1}{Z_{ss}} \qquad (2.2.100)''$$

Concluziile de ordin fizic privitor la gradualizarea interacției dintre rețeaua CUAG și FPS sînt similare celor din paragrafele 2.2.2, 2.2.5.

Interesul pentru RPE (pct. 3° — LG 2.2.8) este justificat prin simplitatea formelor aproximative; exemplificarea dezvoltării în serie Mac-Laurin se face aici numai pentru $Y_{ieş\ ss}$. Relația aproximativă obținută pentru TB (rel. 2.2.100″) este cea mai acoperitoare dintre RPE; ea poate fi generalizată la orice clasă tehnologică prin înlocuirea lui r_{int} cu z_{int}:

$$Y_{ieş\ ss} \cong (1-A_{uI2})\left(\frac{1}{z'_5}+\frac{1}{z'_4}+\frac{1}{z_3}+y_m+\frac{1}{z_{int}}\right)+\frac{1}{Z_s}+\frac{1}{Z_{ss}} \qquad (2.2.107)$$

la care corespunde combinația de impedanțe montate paralel din figura 2.2.8.

De asemenea, expresia 2.2.107 poate fi folosită la orice regim de lucru, inclusiv la cel de comutație, introducînd pentru impedanțele CUAG valorile lor din punctele de funcționare ale DNL, sau media valorilor lor $\tilde{z}'_4$, $\tilde{z}_5$, $\tilde{z}_3$, $\tilde{z}_{int}$, $\tilde{y}_m$ dacă neliniaritatea domeniului de lucru este accentuată pe caracte-

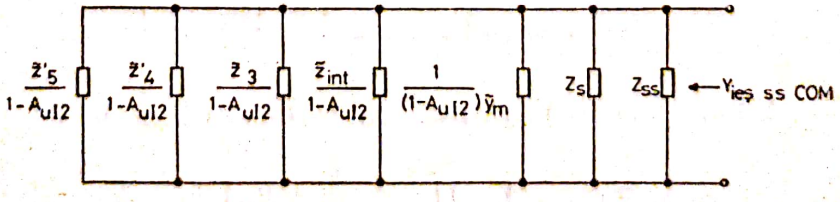


Figura 2.2.8. Structura simplificată a $Y_{ieş\ ss}$ la COM

risticile statice. Pentru comutația dintre punctele de funcționare M_1 și M_2 (fig. 1.4.1, *b* și *c*), se obține:

$$\tilde{Y}_{ieș\ ss} \cong \frac{Y_{ieș\ ss\ M1} + Y_{ieș\ ss\ M2}}{2} = (1 - A_{uI2})\left(\frac{1}{\tilde{z}_5} + \frac{1}{\tilde{z}'_4} + \frac{1}{\tilde{z}_3} + \tilde{y}_m + \frac{1}{\tilde{z}_{int}}\right) + \\ + \frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_{ss}} \qquad (2.2.108)$$

Comparația între relațiile (2.2.98)'', (2.2.99)'' și (2.2.100)'' duce la următoarea relație de incluziune ($Z_s = 0$):

$$Y_{ieș\ ss\ TCV} \subset Y_{ieș\ ss\ TU} \subset Y_{ieș\ ss\ TB} \qquad (2.2.109)$$

sau

$$\frac{1}{z'_5} + \frac{1 - A_{uI2}}{z'_4} \subset \frac{1}{z'_4 + z'_5} \subset \left(\frac{1}{z'_5} + \frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z_3} + y_m + \frac{1}{z_{int}}\right)(1 - A_{uI2}) \qquad (2.2.110)$$

Figura 2.2.8 este acoperitoare pentru orice tehnologie; scoțînd brațe de impedanțe „paralel" conform incluziunii 2.2.110 se poate obține structura aproximativă a lui $Y_{ieș\ ss}$ pentru clasele tehnologice TU, TCV.

Determinarea expresiilor $A_{uI2(0)}$, τ_{tI2}, τ_{fI2} se poate face întocmai ca în paragrafele 2.2.3, 2.2.6; existînd aceste modele de calcul, nu se va mai insista asupra calculului concret și la A_{uI2}.

2.3. Calculul generalizat al montajului fundamental EM

În acest paragraf se vor stabili RMG ale MF-EM în cele trei regimuri de lucru: normal N, invers I1, invers I2, obținînd astfel toate impedanțele ce caracterizează cuadripolul EM, factorii săi de amplificare în regim N, I1, I2. Aceste RMG se stabilesc în paragrafele 2.3.1, 2.3.4, 2.3.7.

De asemenea aici se vor arăta relațiile ce derivă din RMG în cazul în care se particularizează acestea pe clase tehnologice, ca și în raport cu diferite valori ale Z_{sg} și în raport cu regimul de lucru pe caracteristicile DNL, de exemplu în regim de clasă A; aceste forme particulare ale RMG se stabilesc în paragrafele 2.3.2, 2.3.5, 2.3.8.

Pentru a aprecia stabilitatea EM, comportarea sa cu frecvența, se exprimă $(A_u)_{N,I1}$ în funcție de ω, se pun în evidență nulurile și polii expresiei, se apreciază care este influența rețelei CUAG, a r_{gen}, Z_{sg}, Z_{sc} asupra comportării cuadripolului CA-EM la joasă și înaltă frecvență. Cu ajutorul nulurilor și polilor și cu valoarea de regim staționar a lui $A_u : A_{u(0)}$, se determină elementele cele mai importante care formează răspunsul în timp al MF-EM. Aceste aspecte se stabilesc în paragrafele 2.3.3 și 2.3.6.

2.3.1. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul normal (RMG-N). — Exprimarea RMG-N în funcție de factorul de amplificare în tensiune A_{uN}

În logigrama 2.3.1.A la punctul 1°, se prezintă schema echivalentă în regim dinamic a montajului EM pentru cazul alimentării normale N (fig. 2.3.1) și ecuațiile I—IV „pe bucle și noduri" — ale sistemului 2.3.1. Din sistem

se deduc expresiile admitanței parțiale de transfer y_{tr}, admitanței globale de transfer sau de transfer propriu-zis Y_{tr}, admitanței de intrare Y_{intr} și admitanței mutuale Y_m (relațiile 2.3.2÷2.3.4), ca și a factorilor de amplificare în tensiune, curent, putere în regimul normal: A_{uN}, A_{iN}, A_{pN} (relațiile 2.3.5÷2.3.7). Expresiile Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, A_{uN} au ca numitor comun pe E_{2N}, explicitat în LG 2.3.1.A. RMG-N sînt deci relațiile 2.3.2÷2.3.7.

Logigrama 2.3.1.A: RMG pentru montajul EM în regim normal (EM-N).

1°. Schema EM-N, ecuațiile de circuit (fig. 2.3.1):

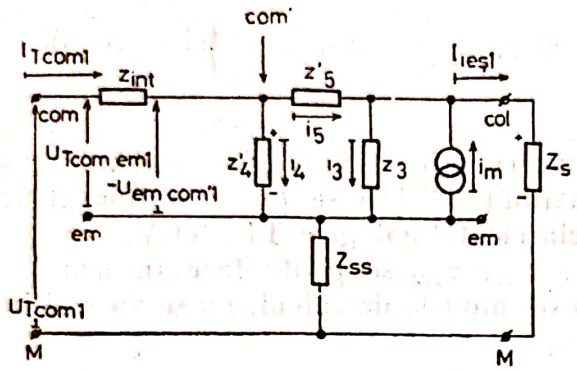


Figura 2.3.1. Schema echivalentă EM în regim dinamic cu GS-RN

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I} & I_{T\,com\,1} = i_4 + i_5 \\ \text{II} & U_{T\,com\,1} = I_{T\,com\,1} z_{int} + i_4 z'_4 + (i_3 + i_4) Z_{ss} - i_m Z_{ss} \\ \text{III} & i_4 z'_4 - i_3 z_3 - i_5 z'_5 = 0 \\ \text{IV} & i_3 z_3 - I_{ieș\,1} Z_s + (i_4 + i_3) Z_{ss} - i_m Z_{ss} = 0 \\ \text{V} & I_{ieș\,1} = i_m - i_3 + i_5 \\ \text{VI} & i_m = y_m U_{em\,com'1} = - i_4 y_m z'_4 \end{array}\right\} \qquad (2.3.1)$$

Prin rezolvarea ecuațiilor I÷VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\,com\,1}$.

2°. RMG pentru Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, $(A_u, A_i, A_p)_N$:

$$y_{tr} = \frac{i_5}{U_{T\,com\,1}} = \frac{(z_3 + Z_s)[z'_4 + z_3 \parallel Z_s \cdot y_m z'_4] + Z_{ss}[z'_4 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{2N}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Y_{tr} = \frac{y_{tr}}{1 + y_{tr} z_{int}} \qquad (2.3.2)$$

$$Y_{intr} = \frac{I_{T\,com\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \qquad \text{(vezi 2.3.9)}$$

$$= \frac{(z_3 + Z_s)[z'_4 + z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z'_4)] + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{2N}} \qquad (2.3.3)$$

$$Y_m = \frac{I_{ieș\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{z'_4 z_3 (1 - y_m z'_5) + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{E_{2N}} \qquad (2.3.4)$$

$$A_{uN} = \frac{I_{ieș\,s} Z_s}{U_{T\,com\,1}} = Y_m Z_s = \frac{Z_s}{E_{2N}} \{z'_4 z_3 (1 - y_m z'_5) + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\} \qquad (2.3.5)$$

$$A_{iN} = \frac{I_{ieș\,1}}{I_{T\,com\,1}} = \frac{Y_m}{Y_{intr}} =$$

Scanned with OKEN Scanner

$$= \frac{z'_4 z_3(1 - y_m z'_5) + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(z_3 + Z_s)[z'_4 + z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z'_4)] + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]} \qquad (2.3.6)$$

$$A_{pN} = A_{uN} \cdot A_{iN} = (Y_m)^2 \cdot \frac{Z_s}{Y_{intr}} \qquad (2.3.7)$$

unde :

$$E_{2N} = (z_3 + Z_s)\{z_{int}[z'_4 + z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z'_4)] + z'_4(z'_5 + z_3 \parallel Z_s)\} + Z_{ss}\{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_s)[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z_3 z'_5(1 + y_m z'_4)\}$$

E_{2N} mai poate fi scris :

$$E_{2N} = (z_3 + Z_s)\{(z'_4 + z_{int})[z'_4 \parallel z_{int} + z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m \cdot z'_4 \parallel z_{int})]\} + Z_{ss}\{z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_s)[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z_3 z'_5(1 + y_m z'_4)\}$$

În logigrama 2.3.1.B se exprimă RMG-N în funcție de A_{uN} (relația 2.3.5) pentru a le face mai ușor calculabile. Pentru a obține noile forme, se pleacă de la factorii ce-l definesc pe A_{uN} (ecuațiile IV și II), urmînd apoi linia de calcul descrisă în paragraful 2.2.1. Noua formă a MCC e cuprinsă în relațiile 2.3.8÷2.3.13 (pct. 2° LG 2.3.1.B).

Logigrama 2.3.1.B : Exprimarea RMG ale EM-N în funcție de A_{uN}.

1°. Ecuațiile de lucru cu numerotarea din sistemul 2.3.1. :

IV $$I_{ieș\,1} Z_s = A_u U_{T\,com\,1} = i_4 z'_4 y_m Z_{ss} + (z_3 + Z_{ss}) \frac{z'_4}{z_3} i_4 - (z_5 + Z_{ss}) \frac{z'_5}{z_3} i_5 + i_4 Z_{ss} \Rightarrow I_{ieș\,1}, i_{51}$$

II $$U_{T\,com\,1} = i_4 \left(z_{int} + z'_4 + Z_{ss} + Z_{ss} \frac{z'_4}{z_3} + z'_4 y_m Z_{ss}\right) + i_5 \left(z_{int} - Z_{ss} \frac{z'_5}{z_3}\right) \Rightarrow i_{52}$$

Din $i_{51} = i_{52} \Rightarrow i_4 \Rightarrow i_5 \Rightarrow i_3$, apoi folosind III $\Rightarrow I_{T\,com\,1}$.
$\Rightarrow i_m$

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uN} : RMG = f(SFS, A_{uN}) :

$$y_{tr} = \frac{i_5}{U_{T\,com\,1}} = \frac{(1 - A_{uN})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3}\right)\right] - A_u z_{int}}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) E_{p1} + Z_{ss}[z_{int} + z'_5(1 + y_m z'_4)]} \Rightarrow \qquad (2.3.8)$$

$$\Rightarrow Z_{tr} = \frac{1}{y_{tr}} + z_{int} \Rightarrow Y_{tr} = \frac{1}{\frac{1}{y_{tr}} + z_{int}} = \frac{y_{tr}}{1 + y_{tr} \cdot z_{int}} \qquad (2.3.9)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{intr} = \frac{I_{T\,com\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{z'_5 + (1 - A_{uN})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)] + Z_{ss}[z_{int} + z'_5(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.3.10}$$

$$Y_m = \frac{A_{uN}}{Z_s} \tag{2.3.11}$$

$$A_{iN} = \frac{Y_m}{Y_{intr}} = \frac{A_{uN}}{Z_s} \times \frac{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) E_{p1} + Z_{ss}[z_{int} + z'_5(1 + y_m z'_4)]}{z'_5 + (1 - A_{uN})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]} \tag{2.3.12}$$

$$A_{pN} = A_{uN} \cdot \frac{Y_m}{Y_{intr}} = \frac{(A_{uN})^2}{Y_{intr} \cdot Z_s} \tag{2.3.13}$$

unde :

$$E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)$$

Se poate acum stabili mai uşor o relaţie de incluziune între y_{tr} şi Y_{intr}; se vede de pildă că :

$$y_{tr} \subset Y_{intr}|_{EM} \quad \therefore Z_{intr} < z_{tr}|_{EM} \tag{2.3.14}$$

şi că diferenţa lor, ΔY_{EM-N}, se calculează din relaţia :

$$Y_{intr} = y_{tr} + \Delta Y_{EM-N} = y_{tr} + \frac{z'_5 + A_{uN} z_{int} + (1 - A_{uN}) Z_{ss} \frac{z'_5}{z_3}}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)] + Z_{ss}[z_{int} + z'_5(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.3.15}$$

Întrucît y_{tr} e cuprins în Y_{intr}, el reprezintă transformarea globală de impedanţă a EM în regim normal. Dacă se calculează limita lui Y_{tr} pentru $Z_{ss} \to 0, \infty$, ($z_{int} \to 0, \to \infty$), se obţine ca transformare de impedanţă mereu prezentă, deci *fundamentală* (TFI-N), următoarea modificare :

$$z_{5M} = \frac{z'_5}{1 - A_{uN}} = \text{TFI-N} \tag{2.3.16}$$

valabilă în regim N la EM.

2.3.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanţă în regim de clasă A.

În logigrama 2.3.2 se prezintă RPT (pct. 1°), RPZ (pct. 2°) ale y_{tr}, Y_{tr} şi Y_{intr}, dintre RMG-N — exprimate în funcţie de SFS şi de A_{uN} (relaţiile 2.3.17÷2.3.28), şi RPE a Y_{intr} (relaţiile 2.3.20'÷2.3.22'').

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.3.2 : Particularizări ale RMG = f(SFS, A_{uN}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație. Se vor particulariza Y_{tr}, Y_{intr} (A_{iN}, A_{pN} rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41) :

Y_{tr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : Y_{tr} \equiv y_{tr} = \frac{(1-A_{uN})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3}\right)\right]}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5] + Z_{ss}[z'_5(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.3.17}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int} \cong \infty} : Y_{tr} \cong 0, \qquad y_{tr} = \frac{-A_{uN}}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)(z'_4 + z'_5) + Z_{ss}} \tag{2.3.18}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{tr(\text{RMG})} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.3.19}$$

Y_{intr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{z'_5 + (1 - A_{uN})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5] + Z_{ss}[z'_5(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.3.20}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int} \cong \infty} : Y_{intr} \cong \infty \tag{2.3.21}$$

$$\text{TB}_{z_{int}=r_{int}} : Y_{intr(\text{RMG})} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.3.22}$$

2°. RPZ (relația 2.1.46) :

Y_{tr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : Y_{tr} \equiv y_{tr} = \frac{(1 - A_{uN})}{z'_5} \tag{2.3.23}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int} \cong \infty} : Y_{tr} \cong 0, \; y_{tr} = \frac{-A_{uN}}{z'_4 + z'_5} \tag{2.3.24}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{tr} = \frac{(1 - A_{uN})z'_4 - A_{uN}r_{int}}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4 + z'_5)} \times \frac{1}{1 + \frac{(1 - A_{uN})z'_4 - A_{uN}r_{int}}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4 + z'_5)} r_{int}} \tag{2.3.25}$$

Y_{intr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{z'_5 + (1 - A_{uN})z'_4}{z'_4 z'_5} = \frac{1}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \tag{2.3.26}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int} \cong \infty} : Y_{tr} \cong 0 \tag{2.3.27}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : \frac{z'_5 + (1 - A_{uN})z'_4}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4 + z'_5)} . \tag{2.3.28}$$

Scanned with OKEN Scanner

3°. RPE (relația 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*) dedus din RPT pentru Y_{intr} — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z'_4, z'_5, z_{int}, Z_{ss}, notîndu-se Y rezultat cu indicele ($z_k = 0$).

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{intr} \cong \Sigma[(Y_{intr(z'_4=0)} + Y_{intr(z_3=0)} + Y_{intr(Z_{ss}=0)})] =$$

$$= \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uN}}{z_3}\Big|_{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uN}\,|\,Z_{ss}}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \qquad (2.3.20)'$$

$$Y_{intr}\Big|_{Z_{ss}=0} = \frac{1}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \qquad (2.3.20)''$$

$$\text{TU} \Rightarrow Y_{intr} \cong \Sigma[(Y_{intr(y_m=0)} + Y_{intr(Z_{ss},z'_5=0)} + Y_{intr(Z_{ss},z_{int}=0)} +$$

$$+ Y_{intr(Z_{ss}=0)}] = \frac{1 - A_{uN}}{z_{int}} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \cong \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \qquad (2.3.21)'$$

$$\text{TB} \Rightarrow Y_{intr} \cong \Sigma[Y_{intr(z'_4,z'_5=0)} + Y_{intr(z'_4,z_3=0)} + Y_{intr(z'_4,\ r_{int}=0)} +$$

$$+ Y_{intr(Z_{ss}=0)}] = \frac{1}{Z_{ss}} + (1 - A_{uN})\left(\frac{1}{r_{int}} + \frac{1}{z'_5} + \frac{1}{z'_4}\right)\Big|_{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{1}{z'_4\left(1 + \dfrac{r_{int}}{z'_4 \parallel z'_5}\right)} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5\left(1 + \dfrac{r_{int}}{z'_4 \parallel z'_5}\right)} \qquad (2.3.22)'$$

$$Y_{intr}\Big|_{Z_{ss}=0} = \frac{1}{\left(1 + \dfrac{r_{int}}{z'_4 \parallel z'_5}\right)}\left(\frac{1}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5}\right) \qquad (2.3.22)''$$

În special din RPE la $Z_{ss} = 0$ rezultă foarte bine implicarea în calcule a mai multor impedanțe CUAG cu creșterea neuniformității în ST (relațiile 2.3.20'', 2.3.21', 2.3.22'') și relația de incluziune care se poate stabili aici, la Y_{intr} a EM:

$$Y_{intr\ TCV} \subset Y_{intr\ TU} \subset Y_{intr\ TB} \qquad 2.3.29$$

sau

$$\frac{1}{z'_4} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \subset \frac{1 - A_{uN}}{z_{int}} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5} \subset \frac{1}{z'_4\left(1 + \dfrac{r_{int}}{z'_4 \parallel z'_5}\right)} + \frac{1 - A_{uN}}{z'_5\left(1 + \dfrac{r_{int}}{z'_4 \parallel z'_5}\right)} \qquad (2.3.30)$$

Totodată se pune în evidență prezența TFI-N la EM:

$$z_{5M} = \frac{z'_5}{1 - A_{uN}} \qquad 2.3.16$$

la orice clasă tehnologică.

Scanned with OKEN Scanner

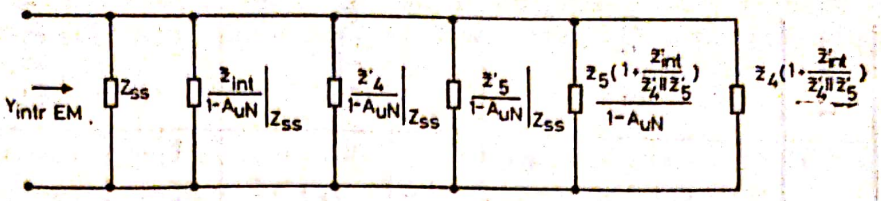


Figura 2.3.2. Structura simplificată a Y_{intr} la EM

În sensul precizărilor făcute și la analiza COM, se va pune în evidență structura aproximativă, deductibilă din dezvoltările în serie Mac-Laurin, a lui Y_{intr} la EM, structura care conține și pe aceea a lui y_{tr} dacă fiind incluziunea 2.3.14. Conform cu relația (2.3.22)', ca cea mai acoperitoare dintre dezvoltările RPE (pct. 3° — LG 2.3.2), se realizează structura impedanțelor dispuse în paralel în figura 2.3.2 și se poate formula o relație aproximativă generalizată la orice clasă tehnologică și regim de excitație :

$$\tilde{Y}_{intr} = \frac{Y_{intr\,M1} + Y_{intr\,M2}}{2} = \frac{1}{Z_{ss}} + (1 - A_{uN})\left(\frac{1}{\tilde{z}_{int}} + \frac{1}{\tilde{z}'_4} + \frac{1}{\tilde{z}'_5}\right)\Big|_{Z_{ss}} + \\ + \frac{1}{\tilde{z}'_4\left(1 + \frac{\tilde{z}_{int}}{\tilde{z}'_4 \parallel \tilde{z}'_5}\right)} + \frac{1 - A_{uN}}{\tilde{z}'_5\left(1 + \frac{\tilde{z}_{int}}{\tilde{z}'_4 \parallel \tilde{z}'_5}\right)} \qquad (2.3.31)$$

În relația 2.3.31, conform precizărilor din paragraful 2.3, $\tilde{z}_{int}$, $\tilde{z}'_4$, $\tilde{z}'_5$ sînt media valorilor impedanțelor CUAG în punctele de funcționare M_1, M_2, limite ale cursei dinamice pe Z_s.

2.3.3. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$

În logigrama 2.3.3 sînt tabelate relațiile pentru A_{uN}, $A_{uN(0)}$, τ_{iN}, τ_{jN} care e de fapt un $\tau_{jN\,DNL}$, pe clase tehnologice. S-a utilizat RMG-N din LG 2.3.1.A — relația 2.3.5.

RPT calculate la 2.3.32÷2.3.34 sînt date pentru cazul $Z_{ss} = 0$, în care se evidențiază mai clar contribuția rețelei CUAG. Cu parametrii calculați se poate construi răspunsul în timp al EM, $r_{(t)}$ pentru o excitație dreptunghiulară de amplitudine E și de durată t_i ; $r_{(t)}$ e dat în figura 2.3.3, t_c fiind timpul de

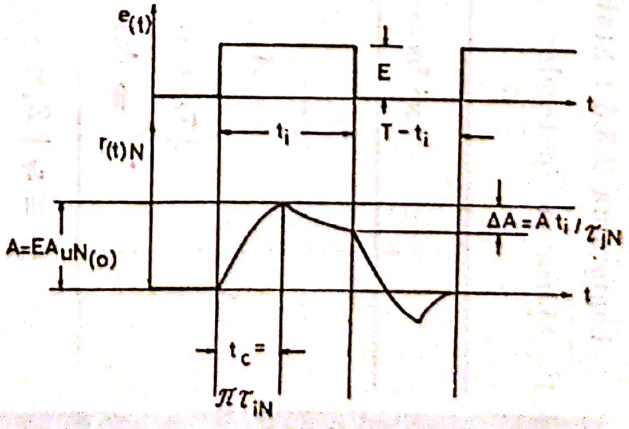


Figura 2.3.3. Distorsiunile $r_{(t)}$ la EM-N

Logigrama 2.3.3 : Stabilirea relațiilor $A_{uN} = f(SFS, \omega)$ și $t_c = f(SFS)$.

1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG 2.3.5 pe clase tehnologice și $Z_{ss} = 0$ (vezi și relația E_{2N} la $Z_{ss} = 0$) :

	A_{uN} ; $\tau_{jN\,DNL} \Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{jN}} A$	$A_{uN(0)}$	$\tau_{iN} \Rightarrow t_c = \pi\tau_{iN}$	Relația
TCV	$\frac{z_3 \cdot Z_s}{z_3 + Z_s} \times \frac{(1 - y_m z_5')}{z_5' + z_3 \parallel Z_s} = A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jN}}{1 + j\omega\tau_{iN}}$ $\left(\tau_{jN\,DNL} = \frac{\tau_5}{1 - g_m r_5}\right) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{jN\,DNL}} A$	$r_3 \parallel R_s \times \frac{1 - g_m r_5}{r_5 + r_3 \parallel R_s}$ $(\cong -g_m \cdot r_3 \parallel R_s)\big\vert_{r_5 > r_3 \parallel R_s}$ $(\cong -g_m R_s)\big\vert_{r_3 > R_s}$	$\tau_{iN} = \frac{r_5\tau_{3s} + r_3 \parallel R_s \cdot \tau_5}{r_5 + r_3 \parallel R_s}$ $(\cong \tau_{3s})\big\vert_{r_5 \blacktriangleright r_3 \parallel R_s}$ $(\cong \tau_5)\big\vert_{r_3 \blacktriangleright R_s}$	(2.3.32)
TU $(z_{int} \cong \infty,$ $z_4' \gg)$	$\cong z_3 \parallel Z_s \times \frac{1 - y_m z_5'}{z_4' + z_5' + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')} = A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jN}}{1 + j\omega\tau_{iN}}$ $\left(\tau_{jN\,DNL} = \frac{\tau_5}{1 - g_m r_5} + \tau_5 + \tau_4\right) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A \cong (t_i/\tau_{jN\,DNL})\, A$	$r_3 \parallel R_s \times \frac{1 - g_m r_5}{r_4 + r_5 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}$ $(\cong -g_m \cdot r_3 \parallel R_s)\big\vert_{r_4 + r_5 > r_3 \parallel R_s}$ $(\cong -g_m R_s)\big\vert_{r_3 > R_s}$	$\frac{r_4(\tau_5 + \tau_{3s}) + r_5(\tau_4 + \tau_{3s}) + r_3 \parallel R_s \cdot}{r_4 + r_5 + r_5 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{\cdot(\tau_4 + \tau_5) + r_3 \parallel R_s \cdot g_m r_4 \tau_5}{}$	(2.3.33)
TB	$\frac{z_4'}{(z_4' + r_{int})} \times \frac{z_3 \parallel Z_s \cdot (1 - y_m z_5')}{[z_4' \parallel r_{int} + z_5' + z_3 \parallel Z_s (1 + y_m \cdot z_4' \parallel r_{int})]} =$ $= A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jN}}{1 + j\omega\tau_{iN}}$ $\left(\tau_{jN\,DNL} = \frac{\tau_5}{1 - g_m r_5} + \tau_5 + \tau_{int\,4}\right) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A \cong \frac{t_i}{\tau_{jN\,DNL}} A$	$\frac{r_4 \times r_3 \parallel R_s \cdot (1 - g_m r_5)}{(r_4 + r_{int})\,[r_4 \parallel r_{int} + r_5 +} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{}{+ r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m \cdot r_4 \parallel r_{int})]}$	$\frac{r_4 \parallel r_{int} \cdot (\tau_5 + \tau_{3s}) + r_5(\tau_{int\,4} +}{r_4 \parallel r_{int} + r_5 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m \cdot} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ \tau_{3s}) + r_3 \parallel R_s \cdot (\tau_5 + \tau_{int\,4}) +}{\cdot r_4 \parallel r_{int})} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ r_3 \parallel R_s \cdot g_m \cdot r_4 \parallel r_{int} \cdot \tau_5}{}$ unde $\tau_{int\,4} = \frac{r_{int}\tau_4}{r_4 + r_{int}}$ $(\tau_{int} = 0)$ $\tau_{3s} = \frac{r_3\tau_s + R_s\tau_3}{r_3 + R_s}$	(2.3.34)

Scanned with OKEN Scanner

comutație, iar ΔA căderea de amplitudine pe palier. Ca și în cazurile precedente, interesează forma distorsiunilor și nu polaritatea răspunsului în raport cu excitația $e_{(t)}$.

2.3.4. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul invers I1 (RMG-I1). Exprimarea RMG-1 în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uI1}

Conform rutinei de calcul deja explicate la paragraful 2.2.4, în LG 2.3.4.A se stabilesc ecuațiile „pe bucle și noduri" proprii schemei echivalente dinamice a EM în regimul invers I1 din figura 2.3.4 ; ele formează sistemul 2.3.35.

Pe baza lui se calculează relațiile 2.3.36÷2.3.41 sau RMG-I1, conținînd admitanța parțială de reacție $y_{r\,s}$, admitanța globală de reacție a EM, $Y_{r\,s}$, admitanța de ieșire a EM $Y_{ieș\,s}$ pe Z_s, admitanța mutuală pentru amplificarea în regim invers I1, Y_{mI1} și factorii de amplificare în tensiune, în curent și în putere pentru regimul invers I1 al EM : A_{uI1}, A_{iI1}, A_{pI1}. Numărătorul comun al $y_{r\,s}$, $Y_{ieș\,s}$, Y_{mI1}, A_{uI1} este E_{2I1}.

În LG 2.3.4.B, se exprimă RMG-I1 în funcție de impedanțele schemei (SFS) și de amplificarea în tensiune A_{uI1}. Se pleacă de la factorii ce compun A_{uI1} (rel. 2.3.39) și se formează noi expresii pentru curenții din schema 2.3.4. (pct. 1° — LG 2.3.4.B). Cu acestea se scriu apoi noi expresii pentru $y_{r\,s}$, $Y_{r\,s}$, $Y_{ieș\,s}$, A_{iI1}, A_{pI1} (rel. 2.3.42÷2.3.47) funcții de SFS și de A_{uI1}.

Logigrama 2.3.4.A : RMG pentru montajul EM în regim invers I1 (EMI1).

1°. Schema EM-I1, ecuațiile de circuit (fig. 2.3.4) :

$$\left.\begin{array}{ll}
\text{I} & I_{T\,col\,1} = -i_m + i_3 + i_5 \\
\text{II} & U_{T\,col\,1} = i_3 z_3 + (i_4 + i_3 - i_m) Z_{ss} \\
\text{III} & i_3 z_3 - i_4 z'_4 - i_5 z'_5 = 0 \\
\text{IV} & i_4 z'_4 - I'_{intr1}(r_{gen} + z_{int}) + (i_4 + i_3 - i_m) Z_{ss} = 0 \\
\text{V} & I'_{intr1} = i_5 - i_4 \\
\text{VI} & i_m = y_m U_{em\,com'\,1} = -i_4 y_m z'_4
\end{array}\right\} \qquad (2.3.35)$$

Prin rezolvarea ecuațiilor I÷VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\,col\,1}$.

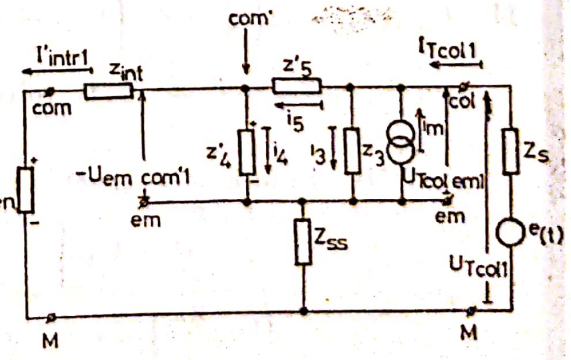


Figura 2.3.4. Schema echivalentă EM în regim dinamic cu GS-RI1

2°. RMG pentru $Y_{r\,s}$, $Y_{ieş\,s}$, Y_{mI1}, $(A_u, A_i, A_p)_{I1}$:

$$y_{r\,s} = \frac{i_5}{U_{T\,col\,1}} = \frac{z'_4 + r_{gen} + z_{int} + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{2I1}} \Rightarrow Y_{r\,s} \qquad (2.3.36)$$

(vezi 2.3.43)

$$Y_{ieş\,s} = \frac{I_{T\,col\,1}}{U_{T\,col\,1}} =$$

$$= \frac{\frac{z'_4 z'_5 + (r_{gen} + z_{int})(z'_4 + z'_5)}{z_3} + z'_4 + (r_{gen} + z_{int})(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4 + z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{2I1}} \qquad (2.3.37)$$

$$Y_{mI1} = \frac{I'_{intr\,1}}{U_{T\,col\,1}} = \frac{z'_4 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4 + z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{2I1}} \qquad (2.3.38)$$

$$A_{uI1} = \frac{I'_{intr\,1} \cdot r_{gen}}{U_{T\,col\,1}} = Y_{mI1} r_{gen} = \frac{r_{gen}}{E_{2I1}}\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4 + z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] \qquad (2.3.39)$$

$$A_{iI1} = \frac{I'_{intr\,1}}{I_{T\,col\,1}} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{ieş\,s}} \qquad (2.3.40)$$

$$A_{pI1} = A_{uI1} \cdot A_{iI1} = (Y_{mI1})^2 \frac{r_{gen}}{Y_{ieş\,s}} \qquad (2.3.41)$$

unde

$$E_{2I1} = z'_4 z'_5 + (r_{gen} + z_{int})(z'_4 + z'_5) + Z_{ss}\left[\frac{z'_4 z'_5 + (r_{gen} + z_{int})(z'_4 + z'_5)}{z_3} + \right.$$

$$\left. + (z'_5 + r_{gen} + z_{int})(1 + y_m z'_4)\right]$$

Logigrama 2.3.4.B : Exprimarea RMG ale EM-I1 în funcţie de A_{uI1}.

1°. Ecuaţiile de lucru cu numerotarea din sistemul 2.3.35 :

IV $I'_{intr} r_{gen} = A_{uI1} U_{T\,col\,1} = i_4 z'_4 + i_4 Z_{ss} + Z_{ss}\left(i_4 \frac{z'_4}{z_3} + i_5 \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4 i_4\right) -$

$$- (i_5 - i_4) z_{int} \Rightarrow I'_{intr\,1}, i_{51}$$

II $U_{T\,col\,1} = i_4\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + i_5 z'_5\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) \Rightarrow i_{52}$

Din $i_{51} = i_{52} \Rightarrow i_4 \Big|_{\Rightarrow i_m}^{\Rightarrow i_5} \Rightarrow i_3$, folosind ec. III — sistemul 2.3.35 — $\Rightarrow I_{col\,1}$.

2°. RMG funcţie de structura CA şi de A_{uI1} : RMG = f(SFS, A_{uI1}) :

$$y_{r\,s} = \frac{i_5}{U_{T\,col\,1}} = \frac{(1 - A_{uI1})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + z_{int}}{\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)] + Z_{ss}(z_{int} + z'_5)(1 + y_m z'_4)} \Rightarrow \qquad (2.3.42)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Z_{r\,s} = \frac{1}{y_{r\,s}} + z_{int} \Rightarrow Y_{r\,s} = (Z_{r\,s})^{-1} = \frac{y_{r\,s}}{1 + y_{r\,s}\, z_{int}} \qquad (2.3.43)$$

$$Y_{ieş\,s} = \frac{I_{T\,col\,1}}{U_{T\,col\,1}} = \frac{z_3 z_{int}(1 + y_m z_4') + A_{uI1} z_3 z_5' \cdot y_m z_4' + (1 - A_{uI1}) F_{2I1} + E_{p1}}{z_3 \left\{ \left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) E_{p1} + Z_{ss}(z_{int} + z_5')(1 + y_m z_4') \right\}} \qquad (2.3.44)$$

$$Y_{mI1} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \qquad (2.3.45)$$

$$A_{iI1} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{ieş\,s}} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \times \frac{1}{Y_{ieş\,s}} \qquad (2.3.46)$$

$$A_{pI1} = A_{uI1} \cdot A_{iI1} = \frac{(A_{uI1})^2}{Y_{ieş\,s} \cdot r_{gen}} \qquad (2.3.47)$$

unde :

$$F_{2I1} = Z_{ss} z_5' + z_3 \left[z_4' + Z_{ss} \left(1 + \frac{z_1'}{z_3} + Y_m z_4' \right) \right]$$

$$E_{p1} = z_4' z_5' + z_{int}(z_4' + z_5')$$

Cu ajutorul lor se pun în evidenţă mai uşor următoarele aspecte :

— incluziunea lui $y_{r\,s}$ în $Y_{ieş\,s}$ cu o diferenţă ΔY_{EM-I1} calculabilă din :

$$Y_{ieş\,s} = y_{r\,s} + \Delta Y_{EM-I1} = y_{r\,s} + \frac{(-i_m + i_3)}{U_{T\,col\,1}} =$$

$$= y_{r\,s} + \frac{y_m z_4'(A_{uI1} z_5' + z_{int}) + \frac{E_{p1}}{z_3} + (1 - A_{uI1}) Z_{ss} \frac{z_5'}{z_3}}{E_{p1} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + (z_5' + z_{int})(1 + y_m z_4') \right]} \qquad (2.3.48)$$

— faptul că $y_{r\,s}$, fiind parte de $Y_{ieş\,s}$, reprezintă TGI a EM-I1 ;

— TFI a EM în regim I1, ca termen independent de valoarea sarcinii şi de tehnologie, în $y_{r\,s}$ (rel. 2.3.42 şi 2.3.48), folosind limitele de mai jos :

$$\lim_{\substack{z_{int} \to 0 \\ Z_{ss} \to 0}} y_{r\,s} = \lim_{\substack{z_{int} \to \infty \\ Z_{ss} \to \infty}} y_{r\,s} = \lim_{z_{int} \to \infty,\ Z_{ss} \to 0} y_{r\,s} = \frac{1 - A_{uI1}}{z_5'} = (z_{5M}')^{-1} = (\text{TFI-I1})^{-1} \qquad (2.3.49)$$

Transformările de impedanţă ce caracterizează MF-EM constau deci în (vezi paragraful 2.3.1) reunirea celor două TGI : TGI-N şi TGI-I1, ceea ce se efectuează în relaţia de mai jos :

$$\text{TGI} = (y_{tr} \text{ şi } y_{r\,s})^{-1} = (y_{tr} \mid_{N} \text{ şi } y_{r\,s} \mid_{I1})^{-1} \qquad (2.3.50)$$

Aceste impedanţe transformate apar respectiv la intrare şi la ieşire, în paralel cu impedanţele ce există fizic la intrare şi respectiv la ieşire (vezi relaţiile 2.3.8— LG 2.3.1.B şi 2.3.42 — LG 2.3.4.B).

La fel, pentru TFI global al MF-EM se vor reuni efectele Miller parţiale z_{5M} din 2.3.16 cu z_{5M}' din 2.3.49 :

$$\text{TFI} = z_{5M} \mid_{N} \text{ şi } z_{5M}' \mid_{I1} \qquad (2.3.51)$$

Întrucît $A_{uI1} < 1$ (rel. 2.3.39), rezultă că acoperitoarea pentru TFI este z_{5M} şi că TFI apare în special la intrare la montajul EM, în paralel cu z_4' şi Z_{ss}.

Scanned with OKEN Scanner

2.3.5. Particularizări ale unor RMG-II. Transformări de impedanță în regim de clasă A

În logigrama 2.3.5 se prezintă formele particulare ale $y_{r\,s}$, $Y_{r\,s}$, $Y_{ieș\,s}$ exprimate în funcție de SFS și de A_{uI1}. Astfel la pct. 1° — LG 2.3.5 se expun RPT (rel. 2.3.52÷2.3.57), la pct. 2° — LG 2.3.5 se scriu RPZ folosind RPT anterioare pentru cazul $Z_{ss} = 0$ (rel. 2.3.58÷2.3.63), iar la pct. 3° — LG 2.3.5 se exemplifică dezvoltarea în serie Mac-Laurin a $Y_{ieș\,s}$ pe RPT stabilite la pct. 1°, obținîndu-se RPE.

Logigrama 2.3.5 : Particularizarea RMG = f(SFS, A_{uI1}) ⇒ RPT, RPZ RPE :

Observație : Se vor particulariza Y_{rs}, $Y_{ieș\,s}$ (A_{iI1}, A_{pI1} rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41) :

$Y_{r\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : Y_{r\,s} \equiv y_{r\,s} = \frac{(1-A_{uI1})\left[z'_4 + Z_{ss}\left(1+\frac{z'_4}{z_3}+y_m z'_4\right)\right]}{\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5] + Z_{ss} z'_5 (1+y_m z'_4)} \tag{2.3.52}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty} : Y_{r\,s} \cong 0\,;\; y_{r\,s} = \frac{1}{\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)(z'_4+z'_5) + Z_{ss}(1+y_m z'_4)} \tag{2.3.53}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{r\,s} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.3.54}$$

$Y_{ieș\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{A_{uI1} z_3 z'_5 \cdot y_m z'_4 + (1-A_{uI1}) F_{2I1} + z'_4 z'_5}{z_3\left\{\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)[z'_4 z'_5] + Z_{ss} z'_5 (1+y_m z'_4)\right\}} \tag{2.3.55}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{z_3(1+y_m z'_4) + z'_4 + z'_5}{z_3\left\{\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)(z'_4+z'_5) + Z_{ss}(1+y_m z'_4)\right\}} \tag{2.3.56}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{ieș\,s} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.3.57}$$

2°. RPZ (relația 2.1.46) :

$Y_{r\,s}^{-}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : Y_{r\,s} \equiv y_{r\,s} = \frac{(1-A_{uI1})}{z'_5} \tag{2.3.58}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty} : Y_{r\,s} \cong 0\,;\; y_{r\,s} = \frac{1}{z'_4+z'_5} \tag{2.3.59}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : \frac{(1-A_{uI1})z'_4 + r_{int}}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4+z'_5)} \tag{2.3.60}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{ieș\ s}\begin{cases} \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \dfrac{A_{uII}z_3z_5'\cdot y_m+(1-A_{uII})z_3+z_5'}{z_3[z_5']}= \\ \qquad = A_{uII}\cdot y_m+\dfrac{1-A_{uII}}{z_5'}+\dfrac{1}{z_3} & (2.3.61) \\ \text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty}: \dfrac{z_3(1+y_mz_4')+z_4'+z_5'}{z_3(z_4'+z_5')}=\dfrac{1+y_mz_4'}{z_4'+z_5'}+\dfrac{1}{z_3} & (2.3.62) \\ \text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: \dfrac{r_{int}(1+y_mz_4')+A_{uII}\cdot z_5'\cdot y_mz_4'+(1-A_{uII})\cdot z_4'+\dfrac{E_{pI}}{z_3}}{z_4'z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')} & (2.3.63) \end{cases}$$

3°. RPE (relația 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*, deduse din RPT, pentru $Y_{ieș\ s}$ — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z_4', z_5', z_{int}, Z_{ss}, notîndu-se Y rezultat cu indicele $(z_k=0)$.

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{ieș\ s}\cong\sum(Y_{ieș\ s(z_4'=0)}+Y_{ieș\ s(z_3=0)}+Y_{ieș\ s(Z_{ss}=0)})\cong$$

$$\cong\frac{1}{Z_{ss}}+\frac{1-A_{uII}|Z_{ss}}{z_3}+\frac{1-A_{uII}}{z_4'}\Big|_{Z_{ss}}+A_{uII}y_m+\frac{1-A_{uII}}{z_5'} \qquad (2.3.55)'$$

$$Y_{ieș\ s}\Big|_{Z_{ss}=0}\cong\frac{1}{z_3}+A_{uII}y_m+\frac{1-A_{uII}}{z_5'} \qquad (2.3.55)''$$

$$\text{TU} \Rightarrow Y_{ieș\ s}\cong\sum(Y_{ieș\ s(z_4'=0)}+Y_{ieș\ s(z_5'=0)}+Y_{ieș\ s(z_3=0)}+$$

$$+Y_{ieș\ s(Z_{ss}=0)})\cong\frac{1}{Z_{ss}}+\frac{1}{z_3}+\frac{1}{z_3+Z_{ss}}+\frac{1+y_mz_4'}{z_3\left(1+\dfrac{Z_{ss}}{z_3}\right)}+\frac{1+y_mz_4'}{z_4'+z_5'} \qquad (2.3.56)'$$

$$Y_{ieș\ s}\Big|_{Z_{ss}=0}\cong\frac{1}{z_3}+\frac{1+y_mz_4'}{z_4'+z_5'} \qquad (2.3.56)''$$

$$\text{TB} \Rightarrow Y_{ieș\ s}\cong\sum(Y_{ieș\ s(z_4',\,z_5'=0)}+Y_{ieș\ s(z_4',\,r_{int}=0)}+Y_{ieș\ s(Z_{ss}=0)})=$$

$$=\frac{1}{Z_{ss}}+\frac{1-A_{uII}}{r_{int}}\Big|_{Z_{ss}}+\frac{1-A_{uII}|Z_{ss}}{z_3}+\frac{1-A_{uII}}{z_5'}+A_{uII}y_m+$$

$$+\frac{1-A_{uII}}{\dfrac{z_4'z_5'}{z_4'+z_5'}+r_{int}}\Big|_{Z_{ss}} \qquad (2.3.57)'$$

$$Y_{ieș\ s}\Big|_{Z_{ss}=0}\cong A_{uII}y_m+\frac{1}{z_3}+\frac{1-A_{uII}}{z_5'} \qquad (2.3.57)''$$

Concluziile fizice privitoare la obținerea unor relații din ce în ce mai complicate de calcul ale $Y_{ieș\ s}$ (ca și ale altei MCC) pentru ST din ce în ce mai neuniforme — se păstrează; ele sînt susținute de RPZ și mai ales de RPE.

Scanned with OKEN Scanner

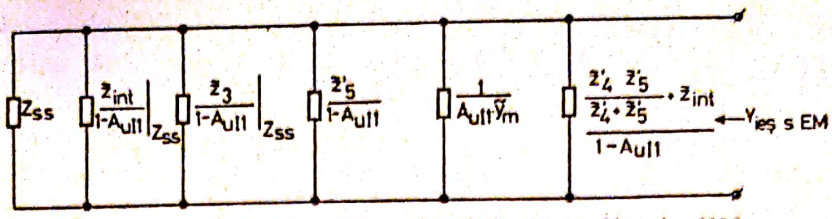


Figura 2.3.5. Structura simplificată a $Y_{r\ s}$ la EM

Formele RPE ale TB sînt acoperitoare pentru RPE ale TCV și TU, așa încît relația aproximativă 2.3.57′ (2.3.57″) poate fi generalizată pentru orice z_{int} și pentru orice regim de excitație, inclusiv pentru comutația dintre punctele M_1, M_2 ale unei caracteristici dinamice (fig. 1.4.1, *b* și *c*). Figura 2.3.5 cuprinde structura generalizată, iar relația 2.3.64 reprezintă generalizarea relației 2.3.57′ în sensul precizat:

$$\tilde{Y}_{ieș\ s} = \frac{Y_{ieș\ s\ M1} + Y_{ieș\ s\ M2}}{2} = \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI1}}{\tilde{z}_{int}}\Bigg|_{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI1}}{\tilde{z}_3}\Bigg|_{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI1}}{\tilde{z}'_5} + A_{uI1}\tilde{y}_m + \frac{1 - A_{uI1}}{\frac{\tilde{z}'_4\tilde{z}'_5}{\tilde{z}'_4 + \tilde{z}'_5} + z_{int}}\Bigg|_{Z_{ss}} \qquad (2.3.64)$$

Incluziunile care se pot stabili în raport cu RPE și cu relația 2.3.64 sînt următoarele:

$$Y_{ieș\ s\ TCV} \subset Y_{ieș\ s\ TU} \subset Y_{ieș\ s\ TB} \qquad (2.3.65)$$

Ele se pot aplica și figurii 2.3.5, rezultînd structurile aproximative ale $Y_{ieș\ s}$ pentru orice clasă tehnologică.

Totodată, din relația 2.3.64 devine evidentă prezența TFI $= z'_{5M}$ chiar și într-o formă aproximativă a lui $Y_{ieș\ s}$, așa încît se poate considera că, permanent în regim dinamic, indiferent de tehnologie și de excitația aplicată CUAG, la ieșire se formează o impedanță echivalentă care cuprinde pe

$$Z_{ieș\ s} \cong \tilde{z}'_{5M} \left\| \frac{1}{\tilde{y}_m A_{uI1}} \right\| \tilde{z}_3 \qquad (2.3.66)$$

dacă electrodul emisiv e pus la masă; iar dacă există Z_{ss}, atunci el se va adăuga în paralel pe grupul de impedanțe—paralel din relația 2.3.66.

2.3.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uI1} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$

În logigrama 2.3.6 se prezintă relațiile ce decurg din A_{uI1} (RMG — 2.3.39 — LG 2.3.4.A) pentru parametrii caracteristici răspunsului în pulsație și în timp la EM în regimul invers I1. Aceștia sînt: factorul de amplificare în tensiune în regim permanent $A_{uI1(0)}$, constanta de timp limitativă la joasă frecvență τ_{jI1} și la înaltă frecvență τ_{iI1} (rel. 2.3.67 ÷ 2.3.69). Toate sînt calcu-

Logigrama 2.3.6 : Stabilirea relațiilor $A_{uI1} = f(SFS, \omega)$ și $l_c = f(SFS)$.

1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG 2.3.39 pe clase tehnologice și $Z_{ss} = 0$:

	A_{uI1} ; $\tau_{jI1\ DNL} \Rightarrow \Delta A$	$A_{uI1\,(0)}$	$\tau_{fI1} \Rightarrow l_c = \pi\tau_{fI1}$	Relația
TCV	$r_{gen} \times \frac{z'_4}{z'_4 z'_5 + r_{gen}(z'_4 + z'_5)} = A_{uI1(0)} \times \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1\ DNL} = \tau_5) \Rightarrow \Delta A \cong \frac{l_i}{\tau_{jI1\ DNL}} A$	$r_{gen} \frac{r_4}{r_4 r_5 + r_{gen}(r_4 + r_5)}$ $\left(\cong \frac{r_{gen}}{r_5 + r_{gen}}\right)\Big\vert_{r_4 > r_5}$ $\left(\cong \frac{r_{gen}}{r_5}\right)\Big\vert_{r_5 > r_{gen}}$	$\frac{r_{gen}(r_4\tau_5 + r_5\tau_4)}{r_4 r_5 + r_{gen}(r_4 + r_5)}$	(2.3.67)
TU $(z_{int} \doteq \infty\,,\ z'_4 \gg)$	$\frac{r_{gen}}{z'_4 + z'_5} = A_{uI1(0)} \times \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1\ DNL} \cong \tau_4 + \tau_5) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A = \frac{l_i}{\tau_{jI1\ DNL}} A$	$\frac{r_{gen}}{r_4 + r_5}$	$\frac{r_4\tau_5 + r_5\tau_4}{r_4 + r_5} = \tau_{45}$	(2.3.68)
TB	$r_{gen} \times \frac{z'_4}{z'_4 z'_5 + (r_{gen} + r_{int})(z'_4 + z'_5)} = A_{uI1(0)} \times \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1\ DNL} = \tau_5) \Rightarrow \Delta A = \frac{l_i}{\tau_{jI1\ DNL}} A$	$r_{gen} \frac{r_4}{r_4 r_5 + (r_{gen} + r_{int})(r_4 + r_5)}$	$\frac{(r_{gen} + r_{int})(r_4\tau_5 + r_5\tau_4)}{r_4 r_5 + (r_{gen} + r_{int})(r_4 + r_5)}$	(2.3.69)

Scanned with OKEN Scanner

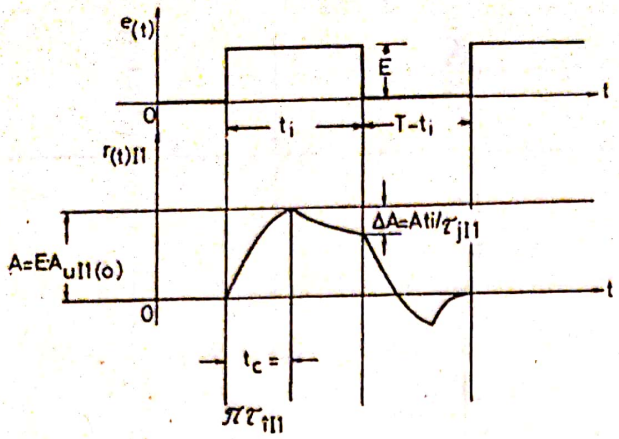


Figura 2.3.6. Distorsiunile $r_{(t)}$ la EM-I1

late din RPT la $Z_{ss} = 0$, pentru a se pune în evidenţă rolul CUAG în formarea lor. Cu ele se determină, în ordine: amplitudinea rezultată la ieşire pentru un impuls de excitaţie E, timpul de comutaţie al răspunsului t_c şi căderea de amplitudine pe palier în cazul că τ_{jI1} este de fapt numai un $\tau_{jI1\ DNL}$. Modelul de calcul al parametrilor $r_{(t)}$ e dat în figura 2.3.6 — unde interesează format $r_{(t)}$ şi nu polaritatea sa.

2.3.7. Stabilirea RMG pentru MF-EM în regimul invers I2 (RMG-I2). Exprimarea RMG-I2 în funcţie de factorul de transfer în tensiune A_{uI2}.

În logigrama 2.3.7.A, pe baza schemei EM în regim I2 din figura 2.3.7 şi a ecuaţiilor care o caracterizează (sistemul 2.3.70), se scriu RMG deductibile în acest regim (relaţiile 2.3.71÷2.3.76). La ieşirea prin Z_{ss} schema prezintă admitanţa de reacţie $Y_{r\ ss}$, admitanţa de ieşire $Y_{ieş\ ss}$. Iar pentru amplificarea în regim invers I2 se calculează: Y_{mI2} şi factorii de amplificare inversă în tensiune, curent şi putere, respectiv A_{uI2}, A_{iI2}, A_{pI2}.

Mărimile $Y_{r\ ss}$, $Y_{ieş\ ss}$, Y_{mI2} au ca numitor comun expresia E_{2I2}.

În logigrama 2.3.7.B, RMG din LG 2.3.7.A sînt exprimate în funcţie de A_{uI2} pentru a obţine relaţii mai uşor de calculat (relaţiile 2.3.77÷2.3.82). Conform explicaţiilor mai largi date la paragraful 2.2.7, în stabilirea noilor relaţii se pleacă de la factorii care compun pe A_{uI2} din relaţia 2.3.74; aceşti factori există distinct în ecuaţiile VI şi II ale sistemului 2.3.70, ai cărui curenţi se determină sub o nouă formă, funcţii de sistemul de structuri al CA şi de A_{uI2}.

Logigrama 2.3.7.A: RMG pentru montajul EM în regim invers I2(EM-I2)

1°. Schema EM-I2, ecuaţiile de circuit (fig. 2.3.7):

$$\left.\begin{array}{ll}
\text{I} & I_2 = i_m + i_3 + i_4 + i_{s2} \\
\text{II} & U_{T\ em\ 1} = i_{s2} Z_{ss} \\
\text{III} & i_3 z_3 + i_5 z_5' - i_4 z_4' = 0 \\
\text{IV} & i_3 z_3 + I_1 Z_s - i_{s2} Z_{ss} = 0 \\
\text{V} & I_1 = i_3 + i_m - i_5 \\
\text{VI} & i_4 z_4' + I''_{intr\ 1}(z_{int} + r_{gen}) - i_{s2} Z_{ss} = 0 \\
\text{VII} & I''_{intr\ 1} = i_4 + i_5 \\
\text{VIII} & i_m = y_m U_{em\ com'\ 1} = i_4 y_m z_4'
\end{array}\right\} \quad (2.3.70)$$

Scanned with OKEN Scanner

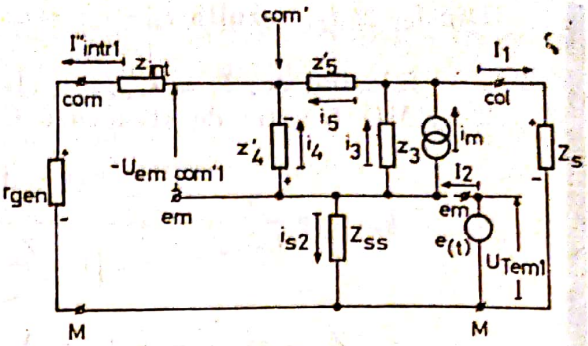


Figura 2.3.7. Schema echivalentă EM în regim dinamic cu GS-RI2

Prin rezolvarea ecuațiilor I÷VIII se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\ com\ 1}$.

2°. RMG pentru $Y_{r\ ss}$, $Y_{teș\ ss}$, Y_{mI2}, $(A_u, A_i, A_p)_{I2}$:

$$y_{r\ ss} = \frac{i_4}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{(z_{int} + r_{gen}) + \left(Z_s + \frac{z'_5}{z_3} Z_s + z'_5\right)}{E_{2I2}} \quad (2.3.71)$$

(vezi rel. 2.3.78)

$$Y_{teș\ ss} = \frac{I_2}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{1}{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{E_{p2} + z_3(z'_5 + z_{int} + r_{gen})(1 + y_m z'_4) + Z_s(z_3 + z'_4 + z'_5 + y_m z'_4 z_3)}{z_3 E_{2I2}} \quad (2.3.72)$$

$$Y_{mI2} = \frac{I''_{intr\ 1}}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{z'_5 + Z_s\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{2I2}} \quad (2.3.73)$$

$$A_{uI2} = \frac{I''_{intr\ 1} \cdot r_{gen}}{U_{T\ em\ 1}} = Y_{mI2} \cdot r_{gen} = \quad (2.3.74)$$

$$A_{iI2} = \frac{I''_{intr\ 1}}{I_2} = \frac{Y_{mI2}}{Y_{teș\ ss}} \quad (2.3.75)$$

$$A_{pI2} = A_{uI2} \cdot A_{iI2} \quad (2.3.76)$$

unde :

$$E_{2I2} = \left(z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} Z_s + y_m z'_4 Z_s\right)(z_{int} + r_{gen}) +$$

$$+ (z'_4 + z_{int} + r_{gen})\left[z'_5 + Z_s\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]$$

$$E_{p2} = z'_4 z'_5 + (z_{int} + r_{gen})(z'_4 + z'_5)$$

Logigrama 2.3.7.B : Exprimarea RMG ale EM-I2 în funcție de A_{uI2}.

1°. Ecuațiile de lucru cu numerotarea din sistemul 2.3.70

VI $\quad I''_{intr1} r_{gen} = A_{u\ I2} U_{T\ em\ 1} = -i_4(z'_4 + z_{int}) - i_5 z_{int} + U_{T\ em\ 1} \Rightarrow i_{51}$

II + IV $\quad U_{Tem\ 1} = i_4\left[(z_3 + Z_s)\frac{z'_4}{z_3} + z'_4 y_m Z_s\right] - i_5\left[(z_3 + Z_s)\frac{z'_5}{z_3} + Z_s\right] \Rightarrow i_{s2} \Rightarrow i_{52}$

Scanned with OKEN Scanner

Din $i_{51} \equiv i_{52}$ rezultă $i_4 \Big| \begin{matrix} \Rightarrow i_5, \\ \Rightarrow i_m \end{matrix}$ $\Rightarrow i_3$ — folosind ec. III — sistemul 2.3.70, $\Rightarrow I_2$ — folosind ec. I, $\Rightarrow I''_{intr\,1}$ — folosind ec. VII.

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uI2}: RMG = f(SFS, A_{uI2})

$$y_{r\,ss} = \frac{i_4}{U_{T\,em\,1}} = \frac{(1 - A_{uI2})\left[\left(1 + \frac{Z_s}{z_3}\right) z'_5 + Z_s\right] + z_{int}}{E_{p1}\left(1 + \frac{Z_s}{z_3}\right) + Z_s[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)] = E'_{2I2}} \tag{2.3.77}$$

$$Z_{r\,ss} = \frac{1}{y_{r\,ss}} + z_{int} \Rightarrow Y_{r\,ss} = (Z_{r\,ss})^{-1} = \frac{y_{r\,ss}}{1 + y_{r\,ss} z_{int}} \tag{2.3.78}$$

$$Y_{ieș\,ss} = \frac{I_2}{U_{T\,em\,1}} = \frac{1}{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{(1 - A_{uI2})\left\{z_3(1 + y_m z'_4)\left[\left(1 + \frac{Z_s}{z_3}\right) z'_5 + Z_s\right] + Z_s z'_4(1 - y_m z'_5)\right\}}{z_3\left\{E_{p1}\left(1 + \frac{Z_s}{z_3}\right) + Z_s[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]\right\}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ z_3 z_{int}(1 + y_m z'_4) + E_{p1}}{} =$$

$$= \frac{(1 - A_{uI2})\left[z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_s\left(1 + \frac{z'_4 z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + z_{int}(1 + y_m z'_4) + \frac{E_{p1}}{z_3}}{E_{p1} + Z_s\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int}(1 + y_m z'_4) + z'_4\right]} + \frac{1}{Z_{ss}} \tag{2.3.79}$$

$$Y_{mI2} = \frac{I''_{intr\,1}}{U_{T\,em\,1}} = \frac{A_{uI2}}{r_{gen}} \tag{2.380}$$

$$A_{tI2} = \frac{I''_{intr\,1}}{I_2} = \frac{A_{uI2}}{r_{gen} \cdot Y_{ieș\,ss}} \tag{2.3.81}$$

$$A_{tI2} = A_{uI2} \cdot A_{tI2} = \frac{A_{uI2}}{r_{gen} \cdot Y_{ieș\,ss}} \tag{2.3.82}$$

unde $E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)$

$$E'_{2I2} = E_{p1} + Z_s\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int}(1 + y_m z'_4) + z'_4\right]$$

Se pun astfel în evidență incluziunile:

$$Y_{ieș\,ss} > y_{r\,ss}\,|_{EM} \quad \therefore Z_{ieș\,ss} < Z_{r\,ss}\,|_{EM} \tag{2.3.83}$$

diferența dintre cele două admitanțe fiind ΔY_{EM-I2}; ea se poate calcula din relația 2.3.84:

$$Y_{ieș\,ss} = y_{r\,ss} + \frac{1}{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{(1 - A_{uI2})\left[z'_5 y_m z'_4 + Z_s\left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + z_{int} y_m z'_4 + \frac{E_{p1}}{z_3}}{E'_{2I2}} = y_{r\,ss} + \Delta Y_{EM-I2} \tag{2.3.84}$$

Scanned with OKEN Scanner

Conform cu 2.3.84, admitanța $y_{r\,ss}$ reprezintă partea comună a transformărilor de admitanță pe care le pune în evidență regimul I2, deci el conține efectul Miller generalizat, în regim I2 la MF-EM.

Transformarea fundamentală de impedanță se obține dînd valori diferite impedanțelor Z_s și z_{int} între $(0 \div \infty)$ și separînd termenii repetabili:

$$\lim_{\substack{z_{int}\to 0\\ Z_s\to 0}} y_{r\,ss} = \lim_{\substack{z_{int}\to 0\\ Z_s\to \infty}} y_{r\,ss} = \frac{1-A_{uI2}}{z'_4} = (z''_{4M})^{-1} = (\text{TFI-I2}) \qquad (2.3.85)$$

Impedanța $z''_{4\,M}$ apare dinamic în paralel cu Z_{ss} așa că ansamblul constituie într-o primă aproximație impedanța de ieșire pe Z_{ss}:

$$z''_M = z''_{4M} \parallel Z_{ss}. \qquad (2.3.86)$$

Peste acest ansamblu se pot figura în paralel și alte impedanțe care derivă din $Y_{ieș\,ss}$ ale căror valori se aproximează prin dezvoltările în serie Mac-Laurin, în clasă A, conform celor ce se vor expune în paragraful 2.3.8.

2.3.8. Particularizări ale unor RMG-I2. Transformări de impedanță în clasă A

În LG 2.3.8 se scriu formele RPT (pct. 10), RPZ pentru $Z_s = 0$ (pct. 2) ale admitanțelor $y_{r\,ss}$, $Y_{r\,ss}$ și $Y_{ieș\,ss}$ și se exemplifică dezvoltarea în serie Mac-Laurin la $Y_{ieș\,ss}$, obținîndu-se astfel RPE ale $Y_{ieș\,ss}$ (pct. 3).

Logigrama 2.3.8: Particularizarea RMG = f(SFS, A_{uI2}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație. Se vor particulariza $Y_{r\,ss}$, $Y_{ieș\,ss}$ (A_{iI2}, A_{pI2} rezultă cu ajutorul lor).

1°. RPT (relația 2.1.41)

$Y_{r\,ss}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \quad Y_{r\,ss} = y_{r\,ss} = \frac{1-A_{uI2}}{z'_4} \qquad (2.3.87)$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{r\,ss} \cong 0;$$

$$y_{r\,ss} = \frac{1}{(z'_4+z'_5)\left(1+\dfrac{Z_s}{z_4}\right)+Z_s(1+y_m z'_4)} \qquad (2.3.88)$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{r\,ss} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \qquad (2.3.89)$$

$Y_{ieș\,ss}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1-A_{uI2})\left[z'_5(1+y_m z'_4)+Z_s\left(1+\dfrac{z'_4+z'_5}{z_3}+y_m z'_4\right)\right]+\dfrac{z'_4 z'_5}{z_3}}{z'_4\left[\left(1+\dfrac{Z_s}{z_3}\right)z'_5+Z_s\right]} \qquad (2.3.90)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{ieș\ ss}\ \Big|\ \text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{z_3(1+y_m z_4') + (z_4'+z_5')}{z_3\left\{(z_4'+z_5')\left(1+\frac{Z_s}{z_3}\right) + Z_s(1+y_m z_4')\right\}} \tag{2.3.91}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{ieș\ ss} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.3.92}$$

2°. RPZ (relația 2.1.46)

$$Y_{r\ ss}\ \Big|\ \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \frac{1-A_{uI2}}{z_4'} \tag{2.3.93}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{r\ ss}\cong 0;\ y_{r\ ss} = \frac{1}{(z_4'+z_5')} \tag{2.3.94}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: y_{r\ ss} = \frac{(1-A_{uI2})z_5' + r_{int}}{z_4'z_5' + r_{int}(z_4'+z_5')} =$$

$$= \frac{\frac{1-A_{uI2}}{z_4'} + \frac{r_{int}}{z_4'z_5'}}{1 + r_{int}/z_4' \parallel z_5'} \Rightarrow Y_{r\ os} \tag{2.3.95}$$

$$Y_{ieș\ ss}\ \Big|\ \text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1-A_{uI2})}{z_4'}\cdot(1+y_m z_4') + \frac{1}{z_3} \tag{2.3.96}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{z_3(1+y_m z_4') + z_4' + z_5'}{z_3(z_4'+z_5')} = \frac{1}{Z_{ss}} +$$

$$+ \frac{1}{z_3 \parallel (z_4'+z_5')} + \frac{y_m z_4'}{z_4'+z_5'} \tag{2.3.97}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{\frac{1-A_{uI2}}{z_4'} + \frac{r_{int}}{z_4'z_5'}}{1 + r_{int}/z_4' \parallel z_5'}(1+y_m z_4') + \frac{1}{z_3} \tag{2.3.98}$$

3°. RPE (relația 2.1.49) — etapele *a*, *b*, *c*) deduse din RPT, pentru $Y_{ieș\ ss}$ — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurin în raport cu z_3, z_4', z_5', z_{int}, Z_s, notîndu-se Y rezultat cu indicele ($z_k = 0$).

$$\text{TCV} \Rightarrow Y_{ieș\ ss} \cong Y_{ieș\ ss(z_5'=0)} + Y_{ieș\ ss(z_3=0)} =$$

$$= \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s} + \frac{(1-A_{uI2})\left(1+y_m z_4' + \frac{z_4'}{z_3}\right)}{z_4'} + \frac{(1-A_{uI2})}{z_4' \parallel z_5'} \tag{2.3.90}'$$

$$Y_{ieș\ ss(Z_s=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{(1-A_{uI2})(1+y_m z_4')}{z_4'} + \frac{1}{z_3} \tag{2.3.90}''$$

$$\text{TU} \Rightarrow Y_{ieș\ ss} \cong Y_{ieș\ ss(z_4'=0,\ z_5'=0)} + Y_{ieș\ ss(z_5'=0)} + Y_{ieș\ ss(z_4'=0)} + Y_{ieș\ ss(y_m\to\infty)} \cong$$

$$\cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s}\Bigg|Z_s + \frac{1}{\frac{z_4'}{B} + Z_s} + \frac{1}{z_5' \parallel z_3 + Z_s}\Bigg|Z_s \tag{2.3.91}'$$

Scanned with OKEN Scanner

$$Y_{teş\ ss(z_s=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{z'_4 + z'_5} + \frac{1}{z_3} + \frac{y_m z'_4}{z'_4 + z'_5} \qquad (2.3.91)''$$

unde $B = 1 + y_m z'_4 + \frac{z'_4}{z_3}$

$$TB \Rightarrow Y_{teş\ ss} = Y_{teş\ ss(z'_4=0)} + Y_{teş\ ss(z_3=0)} + Y_{teş\ ss(z'_5=0)} + Y_{teş\ ss(y_m \to \infty)} \cong$$

$$\cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s}\Big|_{Z_s} + \frac{\left(1 - A_{uI2}\frac{Z_s}{Z_s + r_{int}}\right) B}{z'_4 + r_{int} \parallel Z_s \cdot B} + \frac{(1 - A_{uI2}) z'_5}{Z_s r_{int}} + \frac{(1 - A_{uI2})}{r_{int}} +$$

$$+ \frac{1}{z_3 \parallel z'_5 + Z_s} + \frac{(1 - A_{uI2})(z'_4 + z'_5)}{E_{pI}} \qquad (2.3.92)'$$

$$Y_{teş\ ss(z_s=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI2}}{r_{int}} + \frac{B}{z'_4} + \frac{(1 - A_{uI2})(z'_4 + z'_5)}{E_{pI}} + \frac{1}{z_3 \parallel z'_5} \qquad (2.3.92)''$$

Se constată complicarea relaţiilor RPT, RPZ cu creşterea neuniformităţilor pe ST în calea FPS (rel. 2.3.87 ÷ 2.3.92 respectiv 2.3.93 ÷ 2.3.98) şi modul în care este implicată reţeaua CUAG şi sarcinile exterioare în structura acestor relaţii.

Din RPE, unde e de asemenea prezentată complicarea comentată anterior, se deduce deci că dezvoltarea de la TB este acoperitoare pentru TU, TCV. De aceea forma ei scrisă pentru z_{int} în loc de r_{int} devine relaţia aproximativă a $Y_{teş\ ss}$ valabilă pentru orice clasă tehnologică:

$$Y_{teş\ ss} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s} + (1 - A_{uI2})\left(\frac{z'_5}{Z_s z_{int}} + \frac{1}{z_{int}} + \frac{z'_4 + z'_5}{E_{pI}}\right) +$$

$$+ \frac{\left(1 - A_{uI2}\frac{Z_s}{Z_s + z_{int}}\right) B}{z'_4 + z_{int} \parallel Z_s \cdot B} + \frac{1}{z_3 \parallel z'_5 + Z_s} \qquad (2.3.99)$$

La expresia 2.3.99 corespunde structura de impedanţe paralele din fig. 2.3.8 pentru $Y_{teş\ ss}$. Cu ea se poate aproxima simplu valoarea lui $Y_{teş\ ss}$ la orice clasă tehnologică.

Relaţia 2.3.99 şi fig. 2.3.8 îşi pot extinde valabilitatea şi la orice regim de lucru pe caracteristicile statice, dacă impedanţele reţelei CUAG se calculează ca o medie a valorilor din extremele cursei dinamice. De exemplu, pentru o cursă limitată între punctele de funcţionare M_1M_2, ca în comutaţia din fig. 1.4.1 *b*) şi *c*), se poate aproxima $Y_{teş\ ss}$ prin relaţia:

$$\tilde{Y}_{teş\ ss} \cong \frac{Y_{teş\ ss\ M1} + Y_{teş\ ss\ M2}}{2} = \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{Z_s} + (1 - A_{uI2})\left(\frac{\tilde{z}'_5}{Z_s \tilde{z}_{int}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\tilde{z}_{int}} + \frac{\tilde{z}'_4 + \tilde{z}'_5}{E_{pI}}\right) + \frac{\left(1 - A_{uI2}\frac{Z_s}{Z_s + \tilde{z}_{int}}\right) B}{\tilde{z}'_4 + \tilde{z}_{int} \parallel Z_s \cdot B} + \frac{1}{\tilde{z}_3 \parallel \tilde{z}'_5 + Z_s} \qquad (2.3.100)$$

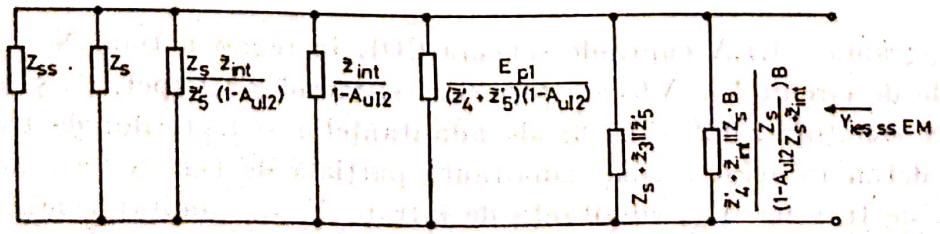


Figura 2.3.8. Structura simplificată a $Y_{r\ ss}$ la EM

Scanned with OKEN Scanner

Relațiile 2.3.90''—2.3.92'' pun în evidență incluziunile ($Z_s = 0$):

$$Y_{tes\ ss\ TCV} \subset Y_{tes\ ss\ TU} \subset Y_{tes\ ss\ TB} \qquad (2.3.101)$$

ceea ce se poate aplica și structurii din fig. 2.3.8 extrăgînd din ea ceea ce e valabil pentru clasele tehnologice „incluse" în TB.

Determinarea expresiilor $A_{uI2(0)}$, τ_{tI2}, τ_{jI2} ca $\tau_{jI2\ DNL}$ se efectuează conform modelului de calcul din paragrafele 2.3.3, 2.3.6; existînd modelul, nu se va mai exemplifica și calculul concret la EM-I2.

2.4. Calculul generalizat al montajului fundamental COL

În acest paragraf se vor stabili RMG ale MF-COL în două regimuri de lucru: normal N, invers I1, obținîndu-se impedanțele ce caracterizează cuadripolul COL și factorii săi de amplificare în regim N, I1, I2. Aceste RMG se stabilesc în paragrafele 2.4.1, 2.4.4. Nu se mai face apel la regimul invers I2 întrucît acesta corespunde cazului EM în regim I1, deci toate RMG ale EM scrise pentru I1 sînt valabile la COL în regim I2.

De asemenea, aici se particularizează RMG pe clase tehnologice, pentru diferite valori ale Z_{sg}, în raport cu regimul de lucru în clasă A, aceasta se efectuează în paragrafele 2.4.2, 2.4.5.

Se stabilesc nulurile și polii expresiilor $(A_u)_{N\ I1} = f(\omega)$, respectiv limitele de bandă ale COL și distorsiunile pe care acest MF le introduce la răspunsul său în timp (paragrafele 2.4.3 și 2.4.6).

2.4.1. Stabilirea RMG pentru MF-COL în regimul normal (RMG-N). Exprimarea RMG-N în funcție de factorul de transfer în tensiune A_{uN}

Logigrama 2.4.1.A cuprinde schema COL în regim normal N (fig. 2.4.1), ecuațiile de circuit I ÷ VI care formează sistemul 2.4.1 (pct. 1°) și expresiile RMG-N (relațiile 2.4.2 ÷ 2.4.8) ale admitanțelor și factorilor de transfer ce se pot defini în acest regim: admitanța parțială de transfer y_{tr}, admitanța globală de transfer Y_{tr}, admitanța de intrare Y_{intr}, admitanța mutuală globală Y_m și factorii de transfer A_{uN}, A_{iN}, A_{pN}.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.4.1.A : RMG pentru montajul COL în regim normal (COL-N).

1°. Schema COL-N, ecuațiile circuitului (fig. 2.4.1) :

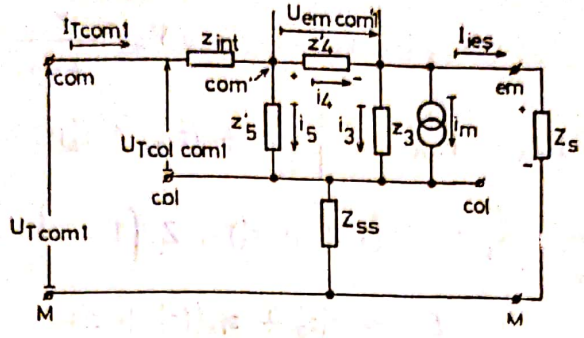


Figura 2.4.1. Schema echivalentă COL în regim dinamic cu GS-RN

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I} & I_{\text{T com1}} = i_4 + i_5 \\ \text{II} & U_{\text{T com1}} = I_{\text{T com1}} z_{int} + i_5 z'_5 + (i_3 + i_5 + i_m) Z_{ss} \\ \text{III} & i_5 z'_5 - i_3 z_3 - i_4 z'_4 = 0 \\ \text{IV} & i_3 z_3 - I_{ies1} Z_s + (i_3 + i_5 + i_m) Z_{ss} = 0 \\ \text{V} & I_{ies1} = i_4 - i_3 - i_m \\ \text{VI} & i_m = y_m U_{em\ com'1} = - i_4 y_m z'_4 \end{array}\right\} \quad (2.4.1)$$

Prin rezolvarea ecuațiilor I÷VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{\text{T com 1}}$.

2°. RMG pentru Y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, $(A_u, A_i, A_p)_N$:

$$y_{tr} = \frac{i_4}{U_{\text{T com 1}}} = \frac{z'_5\left(1 + \frac{Z_s}{z_3}\right) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)}{E_{3N}} \quad (2.4.2)$$

dar

$$Z_{tr} = \frac{1}{y_{tr}} + z_{int} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Y_{tr} = \frac{y_{tr}}{1 + y_{tr} \cdot z_{int}} \quad (2.4.3)$$

$$Y_{intr} = \frac{I_{\text{T com 1}}}{U_{\text{T com 1}}} = \frac{z'_4 + z'_5 + (Z_s + Z_{ss})\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{3N}} \quad (2.4.4)$$

$$Y_m = \frac{I_{ies\ 1}}{U_{\text{T com 1}}} = \frac{z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z'_5} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{E_{3N}} \quad (2.4.5)$$

$$A_{uN} = \frac{I_{ies\ 1} Z_s}{U_{\text{T com 1}}} = Y_m Z_s = \frac{Z_s}{E_{3N}}\left[z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] \quad (2.4.6)$$

Scanned with OKEN Scanner

$$A_{iN} = \frac{I_{ies\,1}}{I_{T\,com\,1}} = \frac{Y_m}{Y_{intr}} = \frac{z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{z'_4 + z'_5 + (Z_s + Z_{ss})\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)} \qquad (2.4.7)$$

$$A_{pN} = A_{uN} \cdot A_{iN} = (Y_m)^2 \frac{Z_s}{Y_{intr}} \qquad (2.4.8)$$

unde $E_{3N} = E_{p1} + Z_s\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + (z_{int} + z'_5)(1 + y_m z'_4)\right] +$

$$+ Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4) + Z_s\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right]$$

$$E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)$$

Pentru $Z_{ss} = 0$, E_{3N} se mai poate scrie :

$$E_{3N} = (z_{int} + z'_5)\left(\frac{z_3 + Z_s}{z_3}\right)[z'_4 + z_{int} \parallel z'_5 + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z'_4)]$$

RMG-N pentru y_{tr}, Y_{intr}, Y_m, A_{uN} au ca numitor comun expresia E_{3N}. Logigrama 2.4.1.B cuprinde RMG-N exprimate în funcţie de A_{uN} pentru a uşura efectuarea calculelor concrete ale acestora.

Logigrama 2.4.1.B : Exprimarea RMG ale COL-N în funcţie de A_{uN}

1°. Ecuaţiile de lucru cu numerotarea din sistemul 2.4.1

$$\text{IV}\quad I_{ies1} Z_s = A_{uN} U_{T com1} = i_5\left(z'_5 + Z_{ss} + \frac{z'_5}{z_3} Z_{ss}\right) -$$

$$- i_4\left(z'_4 + \frac{z'_4}{z_3} Z_{ss} + y_m z'_4 Z_{ss}\right) \begin{matrix} \Rightarrow I_{ies\,1} \\ \Rightarrow i_{51} \end{matrix}$$

$$\text{II}\quad U_{T\,com\,1} = i_5\left(z_{int} + z'_5 + Z_{ss} + \frac{z'_5}{z_3} Z_{ss}\right) + i_4\left(z_{int} - \frac{z'_4}{z_3} Z_{ss} - y_m z'_4 Z_{ss}\right) \Rightarrow i_{52}$$

Din $i_{51} \equiv i_{52}$ rezultă $i_4 \begin{matrix} \Rightarrow i_5 \Rightarrow i_3 \\ \Rightarrow i_m \end{matrix}$, folosind ec. III — sistemul 2.4.1 $\Rightarrow$ $\Rightarrow I_{T\,com1}$.

2°. RMG funcţie de structura CA şi de A_{uN} : RMG = f(SFS, A_{uN}).

$$y_{tr} = \frac{i_4}{U_{T\,com\,1}} = \frac{(1 - A_{uN})\left(z'_5 + Z_{ss} + \frac{z'_5}{z_3} Z_{ss}\right) - A_{uN} z_{int}}{E_{p1}\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss}[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]} \qquad (2.4.9)$$

$$\Rightarrow Z_{tr} = \frac{1}{y_{tr}} + z_{int} \Rightarrow Y_{tr} = Z_{tr}^{-1} = \frac{y_{tr}}{1 + y_{tr} z_{int}}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\therefore Y_{tr} = \frac{y_{tr}}{1 + y_{tr} \cdot z_{int}} \tag{2.4.10}$$

$$Y_{intr} = \frac{I_{T\,com\,1}}{U_{T\,com\,1}} = \frac{z'_4 + (1 - A_{uN}) \left[z'_5 + Z_{ss} \left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4 \right) \right]}{E_{p1} \left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3} \right) + Z_{ss} [z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.4.11}$$

$$Y_{mN} = \frac{A_{uN}}{Z_s} \tag{2.4.12}$$

$$A_{iN} = \frac{I_{ies\,1}}{I_{T\,com\,1}} = \frac{Y_{mN}}{Y_{intr}} = \frac{A_{uN}}{Z_s Y_{intr}} \tag{2.4.13}$$

$$A_{pN} = A_{iN} \cdot A_{uN} = \frac{A_{uN}^2}{Z_s Y_{intr}} \tag{2.4.14}$$

unde $E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)$

Plecînd de la factorii ce formează pe A_{uN} din relația 2.4.6, se rezolvă sistemul format din ecuațiile IV și II ale sistemului inițial 2.4.1. În acest mod se exprimă curentul i_5 în funcție de A_{uN} și cu noua lui formă se determină ceilalți curenți (pct. 1°). Noile RMG-N sînt date de relațiile 2.4.9÷2.4.13, în care se reîntîlnește expresia E_{p1}.

Noile forme pun în evidență :

— incluziunea :

$$y_{tr} \subset Y_{intr} \mid_{COL} \therefore Z_{intr} < z_{tr} \mid_{COL} \tag{2.4.15}$$

— diferența ΔY_{COL-N} dintre admitanțele y_{tr} și Y_{intr} :

$$Y_{intr} = y_{tr} + \Delta Y_{COL-N} = y_{tr} + \frac{z'_4 + (1 - A_{uN}) Z_{ss} \left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4 \right) + A_{uN} z_{int}}{E_{p1} \left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3} \right) + Z_{ss} [z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]}$$

— transformarea globală de impedanță în regim N (TGI-N) care e reprezentată de $(y_{tr})^{-1}$ ca parte din Y_{intr} :

$$\text{TGI-N} = (y_{tr})^{-1} \tag{2.4.17}$$

— transformarea fundamentală de impedanță în regim N (TFI-N) care e reprezentată de partea comună a limitelor lui y_{tr} pentru $Z_{ss} \doteq 0 \div \infty$:

$$\lim_{\substack{Z_{ss} \to 0 \\ z_{int} \to 0}} y_{tr} = \lim_{\substack{Z_{ss} \to 0 \\ z_{int} \to 0}} y_{tr} = \frac{1 - A_{uN}}{z'_4} = (z_{1M})^{-1} = (\text{TFI-N})^{-1} \tag{2.4.18}$$

Aceste aspecte sînt deci valabile la COL, în regim N.

Scanned with OKEN Scanner

2.4.2. Particularizări ale unor RMG-N. Transformări de impedanță în regim de clasă A

Logigrama 2.4.2 cuprinde RPT și RPZ ale y_{tr}, Y_{tr}, Y_{intr} (pct. 1° și respectiv 2°) la relațiile 2.4.19 ÷ 2.4.20, ca și RPE ale Y_{intr} (pct. 3°) la relațiile 2.4.22′ ÷ 2.4.24″.

Logigrama 2.4.2. Particularizarea RMG = f(SFS, A_{uN}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație. Se vor particulariza Y_{tr}, Y_{intr} (A_{iN}, A_{pN} se deduc cu ajutorul lor).

1°. RPT relația 2.1.41)

Y_{tr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: Y_{tr} \equiv y_{tr} = \frac{(1-A_{uN})\left(z_5' + Z_{ss} + \frac{z_5'}{z_3} Z_{ss}\right)}{z_4' z_5' \left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss} z_4'} =$$

$$= \frac{1 - A_{uN}}{z_4'} \tag{2.4.19}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{tr} \cong 0\,;\; y_{tr} = \frac{-A_{uN}}{(z_4'+z_5')\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)+Z_{ss}(1+y_m z_4')} \tag{2.4.20}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{tr} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.4.21}$$

Y_{intr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \frac{z_4'(1-A_{uN})\left[z_5' + Z_{ss}\left(1 + \frac{z_4'}{z_3} + \frac{z_5'}{z_3} + y_m z_4'\right)\right]}{z_4' z_5' \left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss} z_4'} \tag{2.4.22}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{intr} \cong 0;\ \text{cu} \begin{cases} z_4' \to \infty \text{ la numărător} \\ z_{int} \to \infty \text{ la numitor} \end{cases} \Rightarrow$$

$$Y_{intr} \cong \frac{1 + (1-A_{uN}) Z_{ss}\left(\frac{1}{z_3} + y_m\right)}{z_4' + z_5' + Z_{ss}\left(1 + \frac{z_4' + z_5'}{z_3} + y_m z_4'\right)} \tag{2.4.23}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: Y_{intr} \text{ scris pentru } z_{int} = r_{int} \tag{2.4.24}$$

2°. RPZ (relația 2.1.46)

Y_{tr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: Y_{tr} \equiv y_{tr} = \frac{1 - A_{uN}}{z_4'} \tag{2.4.25}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{tr} = 0\,;\; y_{tr} = \frac{-A_{uN}}{z_4' + z_5'} \tag{2.4.26}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: \; y_{tr}=\frac{(1-A_{uN})z_5'-A_{uN}r_{int}}{z_4'z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')}=$$

$$=\frac{\dfrac{1-A_{uN}}{z_4'}-A_{uN}\dfrac{r_{int}}{z_4'z_5'}}{1+r_{int}/z_4'\parallel z_5'}\Rightarrow Y_{tr} \qquad (2.4.27)$$

Y_{intr}

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0}: \frac{z_4'(1-A_{uN})z_5'}{z_4'z_5'}=\frac{1}{z_5'}+\frac{1-A_{uN}}{z_4'} \qquad (2.4.28)$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty}: Y_{intr}\cong 0\,;\ \text{cu}\begin{cases}z_4'-\infty \text{ la numărător}\\ z_{int}\to\infty \text{ la numitor}\end{cases}\Rightarrow$$

$$Y_{intr}\cong\frac{1}{z_4'+z_5'}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}}: \frac{z_4'+(1-A_{uN})z_5'}{z_4'z_5'+r_{int}(z_4'+z_5')}=\frac{\dfrac{1-A_{uN}}{z_4'}+\dfrac{1}{z_5'}}{1+r_{int}/z_4'\parallel z_5'} \qquad (2.4.30)$$

3°. RPE (relația 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*) deduse din RPT pentru Y_{intr} — parametru important în proiectarea CA/AI.

Se face dezvoltarea în serie Mac-Laurian în raport cu z_3', z_4', z_5', z_{int}, Z_{ss} notîndu-se Y rezultat cu indicele $(z_k=0)$.

$$\text{TCV}\Rightarrow Y_{intr}\cong Y_{intr(z_5'=0)}+Y_{intr(z_3=0)}+Y_{intr(Z_{ss}=0)}\cong$$

$$\cong\frac{1}{Z_{ss}}+\frac{1-A_{uN}\big|Z_{ss}}{z_5'}+\left[\frac{1-A_{uN}}{z_3}+(1-A_{uN})y_m\right]\Big|Z_{ss}+\frac{1-A_{uN}}{z_4'} \qquad (2.4.22)'$$

$$Y_{intr\,(Z_{ss}=0)}\cong\frac{1}{z_5'}+\frac{1-A_{uN}}{z_4'} \qquad (2.4.22)''$$

$$\text{TU}\Rightarrow Y_{intr}\begin{Bmatrix}z_4'=\infty\\ z_{int}=\infty\end{Bmatrix}\cong Y_{intr\,(z_5'=0)}+Y_{intr\,(z_3=0)}+Y_{intr\,(y_m\to\infty)}\cong$$

$$\cong\frac{1-A_{uN}}{z_4'+z_5'}+\frac{1+(1-A_{uN})Z_{ss}}{z_4'+Z_{ss}\left(1+\dfrac{z_4'}{z_3}+y_mz_4'\right)}+\frac{1-A_{uN}}{z_4'} \qquad (2.4.23)'$$

$$Y_{intr}\begin{Bmatrix}z_4'\to\infty\\ z_{int}\to\infty\\ Z_{ss}\to 0\end{Bmatrix}\cong Y_{intr\,(z_3=0)}+Y_{intr\,(z_5'=0)}+Y_{intr\,(y_m\to\infty)}\cong$$

$$\cong\frac{1-A_{uN}}{z_4'+z_5'}+\frac{1-A_{uN}}{z_4'}+\frac{1}{z_4'} \qquad (2.4.23)''$$

$$\text{TB}\Rightarrow Y_{intr}\cong Y_{intr\,(z_5'=0)}+Y_{intr\,(z_4'=0)}+Y_{intr\,(z_3=0)}+Y_{intr\,(y_m\to\infty)}\cong$$

$$\cong\frac{1}{Z_{ss}}\left(1-A_{uN}\Big|Z_{ss}\right)\left(\frac{1}{r_{int}}+\frac{1}{z_4'\parallel z_5'+r_{int}}\right)+\frac{1-A_{uN}}{z_4'}\Bigg[\underbrace{1+Z_{ss}\frac{\dfrac{z_4'}{z_3}+y_mz_4'}{z_5'+Z_{ss}+Z_{ss}\dfrac{z_5'}{z_3}}}_{A_1}\Bigg]+$$

$$+\underbrace{\frac{1}{z'_5+Z_{ss}+Z_{ss}\dfrac{z'_5}{z_3}}}_{Z_{ss5}}+\underbrace{\frac{1}{(r_{int}+Z_{ss})\left[1+\dfrac{r_{int}\parallel Z_{ss}}{z'_4}\left(1+\dfrac{z'_4}{z_3}+y_m z'_4\right)\right]}}_{B_1}+$$

$$+\frac{1-A_{uN}}{z'_4}\cdot\underbrace{\frac{Z_{ss}\left(1+\dfrac{z'_4}{z_3}+y_m z'_4\right)}{(r_{int}+Z_{ss})\left[1+\dfrac{r_{int}\parallel Z_{ss}}{z'_4}\left(1+\dfrac{z'_4}{z_3}+y_m z'_4\right)\right]}}_{B_1} \qquad (2.4.24)'$$

$$Y_{intr\,(Z_{ss}=0)}=(1-A_{uN})\left(\frac{1}{r_{int}}+\frac{1}{z'_4\parallel z'_5+r_{int}}\right)+\frac{1-A_{uN}}{z'_4}+\frac{1}{z'_5} \qquad (2.4.24)''$$

Din relațiile LG 2.4.2 rezultă următoarele :

— obținerea de forme analitice din ce în ce mai complicate pentru o MCC pe măsură ce neuniformitatea ST crește și evidențierea modului în care intervine rețeaua CUAG în RPT în condiții de sarcină generalizată (pct. 1°) ca și în condiții de $Z_{ss}=0$, la RPZ (pct. 2°) ;

— prezența TFI-N (rel. 2.4.18) la toate RPZ (pct. 2°) și modul în care pe acest nucleu de impedanțe se adaugă efectele complicării ST, a creșterii neuniformității sale de la TCV la TB (rel. 2.4.25 ÷ 2.4.27 și respectiv 2.4.28 ÷ ÷ 2.4.30). La intrare, de exemplu, nucleul de impedanțe este :

$$Z_{intr}\cong z'_5\parallel z_{gM} \qquad (2.4.31)$$

El apare ca atare la TCV, în timp ce la TB la el se adaugă și alte efecte ale CUAG.

— relația acoperitoare pentru calculul aproximativ al lui Y_{intr} din cadrul RPE (pct. 3°) este cea dedusă din dezvoltarea în serie Mac Laurin a relației 2.4.24. Scrisă pentru z_{int} în loc de r_{int}, relația (2.4.24)' poate fi considerată deci valabilă pentru calculul aproximativ al Y_{intr} în orice clasă tehnologică.

În legătură cu această ultimă idee, se poate forma structura aproximativă a Y_{intr} valabilă la orice clasă tehnologică așa ca în fig. 2.4.2. Potrivit expresiei (2.4.24)', ea se compune din impedanțe ale căror valori sînt inversele rapoartelor separate existente în dezvoltarea (2.4.24)'.

Pentru a extinde forma (2.4.24)' la regimul liniar de lucru pe caracteristicile statice ale DNL, în limitele cursei dinamice cuprinse între M_1 și M_2, trebuie introdusă în expresia aproximativă de calcul a lui Y_{intr} valoarea

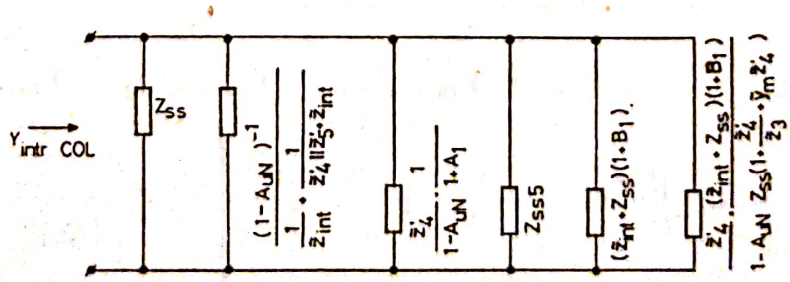


Figura 2.4.2. Structura simplificată a Y_{intr} la COL

medie între punctele de funcționare M_1 și M_2 (de exemplu fig. 1.4.1. *b*) și *c*), a fiecărei impedanțe CUAG:

$$\tilde{Y}_{intr} = \frac{Y_{intr\,M1} + Y_{intr\,M2}}{2} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + (1 - A_{uN})\left(\frac{1}{\tilde{z}_{int}} + \frac{1}{\tilde{z}'_4 \| \tilde{z}'_5 + \tilde{z}_{int}}\right) +$$

$$+ \frac{1}{\tilde{z}'_5 + Z_{ss} + Z_{ss}\frac{\tilde{z}'_5}{\tilde{z}_3}} + \frac{1}{(\tilde{z}_{int} + Z_{ss})[1 + \tilde{B}_1]} +$$

$$+ \frac{(1 - A_{uN})}{\tilde{z}'_4}\left(1 + \tilde{A}_1 + \frac{Z_{ss}}{\tilde{z}_{int} + Z_{ss}} \cdot \frac{1 + \frac{\tilde{z}'_4}{\tilde{z}_3} + \tilde{y}_m \tilde{z}'_4}{1 + \tilde{B}_1}\right) \qquad (2.4.32)$$

În calculele de particularizare la tehnologia TU a lui Y_{intr}, se obține valoarea $Y_{intr} \to 0$ pentru $z_{int} \to \infty$. Teoretic, acest rezultat este un adevăr. Practic, la TU, z'_4 ia valori apreciabile, comparabile cu z_{int}. De aceea, pentru a dispune de o relație apropiată de realitatea fizică, s-a procedat la calculul limitei de Y_{intr} considerînd că impedanța ce tinde la infinit la numărător este z'_4, iar la numitor rămîne $z_{int} \to \infty$. În felul acesta s-au obținut relațiile 2.4.23, 2.4.29 și s-au putut face dezvoltările (2.4.23)', (2.4.23)''. Ele modelează convenabil realitatea de vreme ce se regăsesc aici TFI-N, respectiv $z_{4M} = \frac{z_4}{1 - A_{uN}}$.

2.4.3. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uN} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$.

Logigrama 2.4.3 cuprinde particularizările tehnologice aplicate factorului de amplificare în tensiune A_{uN} din relația 2.4.6.

Introducînd în RPT ale A_{uN} formele complexe ale impedanțelor CUAG și Z_s și considerînd $Z_{ss} = 0$, se obține RPT cu un nul și un pol.

În aceste expresii se disting:

— valoarea de regim permanent $A_{uN(0)}$ a lui A_{uN};

— constanta de timp limitativă la înaltă frecvență: τ_{iN};

— constanta de timp limitativă la joasă frecvență: τ_{jN} (relațiile 2.4.33, 2.4.34, 2.4.35 organizate pe coloane).

Cu ajutorul lor se determină răspunsul de tensiune în timp, conform calculelor indicate în fig. 2.4.3. Aici τ_{jN} conține contribuția CUAG și nu a Z_{sc}, de aceea poartă indicele de $\tau_{jN\,DNL}$. În fig. 2.4.3 nu interesează polaritatea răspunsului în raport cu excitația, ci numai forma sa de principiu și deformările care apar la trecerea excitației $e_{(t)}$ prin schema COL.

Logigrama 2.4.3 : Stabilirea relaţiilor $A_{uN} = f(SFS, \omega)$ şi $t_c = f(SFS)$

1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG 2.4.6 pe clase tehnologice şi $Z_{ss} = 0$ (vezi şi relaţia E_{3N} la $Z_{ss} = 0$)

	A_{uN} ; $\tau_{fN\ DNL} \Rightarrow \Delta A = \frac{t_t}{\tau_{fN}} A$	$A_{uN(0)}$	$\tau_{tN} \Rightarrow t_c = \pi\tau_{tN}$	Relaţia
TCV	$\frac{z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')}{z_4' + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m r_4')} = A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{fN}}{1 + j\omega\tau_{tN}}$ $\tau_{fN\ DNL} = \tau_4/(1 + g_m r_4) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A = \frac{t_t}{\tau_{fN\ DNL}} . A$	$\frac{r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}{r_4 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}$ $\cong \frac{r_3 \parallel R_s \cdot g_m}{1 + r_3 \parallel R_s \cdot g_m}$	$\frac{r_4\tau_{3s} + r_3 \parallel R_s \cdot \tau_4}{r_4 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}$ unde $\tau_{3s} = \frac{r_3\tau_s + R_s\tau_3}{r_3 + R_s}$	(2.4.33)
TU $(z_{int} = \infty)$ $(z_5 + z_{int} \cong z_5')$	$\frac{z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')}{z_4' + z_5' + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')} = A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{fN}}{1 + j\omega\tau_{tN}}$ $\left(\tau_{fN\ DNL} \cong \frac{\tau_4}{1 + g_m r_4} + \tau_5\right) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A = \frac{t_t}{\tau_{fN\ DNL}} A.$	$\frac{r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}{r_4 + r_5 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}$	$\cong \frac{r_4(\tau_{3s} + \tau_5) + r_5(\tau_{3s} + \tau_4) +}{r_4 + r_5 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ r_3 \parallel R_s \cdot \tau_4 + r_3 \parallel R_s \cdot g_m r_4 \cdot \tau_5}{}$	(2.4.34)
TB	$\frac{z_5'}{z_{int} + z_5'} \cdot \frac{z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')}{z_4' + z_{int} \parallel z_5' + z_3 \parallel Z_s \cdot (1 + y_m z_4')} =$ $= A_{uN(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{fN}}{1 + j\omega\tau_{tN}}$ $(\tau_{fN\ DNL} = \tau_4/(1 + g_m r_4)) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A = \frac{t_t}{\tau_{fN\ DNL}} A$	$\frac{r_5}{r_{int} + r_5} \cdot \frac{r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}{r_4 + r_{int} \parallel r_5 +} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{}{+ r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)}$	$\cong \frac{r_4(\tau_{3s} + \tau_{int5}) + r_{int} \parallel r_5 \cdot (\tau_{3s} +}{r_4 + r_{int} \parallel r_5 + r_3 \parallel R_s \cdot (1 + g_m r_4)} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ \tau_4) + r_3 \parallel R_s \cdot (\tau_4 + \tau_{int\,5}) +}{} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ r_3 \parallel R_s \cdot g_m r_4 \cdot \tau_{int5}}{}$ unde $\tau_{int5} = \frac{r_{int}\tau_5}{r_{int} + r_5}$, $\tau_{int} = 0$	(2.4.35)

Scanned with OKEN Scanner

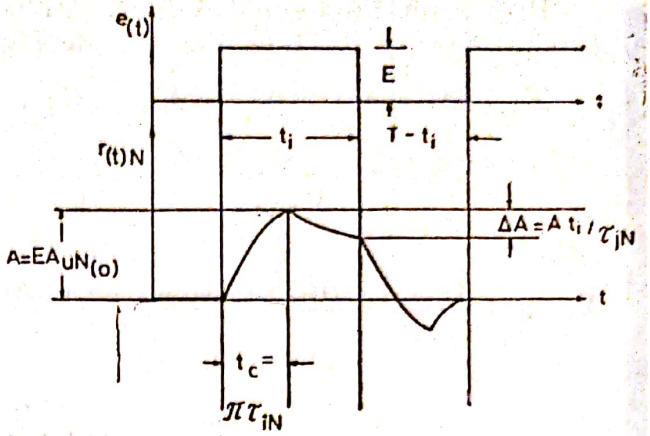


Figura 2.4.3. Distorsiunile $r_{(t)}$ la COL-N

2.4.4. Stabilirea RMG pentru MF-COL în regimul invers I1 (RMG-I1). Exprimarea RMF-I1 în funcţie de factorul de transfer în tensiune A_{uI1}.

În regimul invers I1 se determină admitanţa parţială de reacţie $y_{r\,s}$, admitanţa globală de reacţie Y_{rs}, admitanţa de ieşire $Y_{ieş\,s}$ pe Z_s, admitanţa mutuală globală în regim de amplificare inversă Y_{mI1} şi factorii de transfer în regim invers I1 pentru tensiune A_{uI1}, curent A_{iI1} şi putere A_{pI1}. Aceste mărimi sînt exprimate în LG 2.4.4.A în baza ecuaţiilor din sistemul 2.4.36 ce se pot stabili pe schema COL-I1 din fig. 2.4.4.

Logigrama 2.4.4.A : RMG pentru montajul COL în regim invers I1(COL-I1).

1°. Schema COL-I1, ecuaţiile de circuit (fig. 2.4.4) :

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I} & I_{T\,em1} = i_m + i_3 + i_4 \\ \text{II} & U_{T\,em1} = i_3 z_3 + (i_3 + i_5 + i_m) Z_{ss} \\ \text{III} & i_3 z_3 - i_5 z'_5 - i_4 z'_4 = 0 \\ \text{IV} & i_5 z'_5 - I'_{intr1}(r_{gen} + z_{int}) + (i_3 + i_5 + i_m) Z_{ss} = 0 \\ \text{V} & I'_{intr1} = i_4 - i_t \\ \text{VI} & i_m = y_m U_{em\,com'1} = i_4 y_m z'_4 \end{array}\right\} \qquad (2.4.36)$$

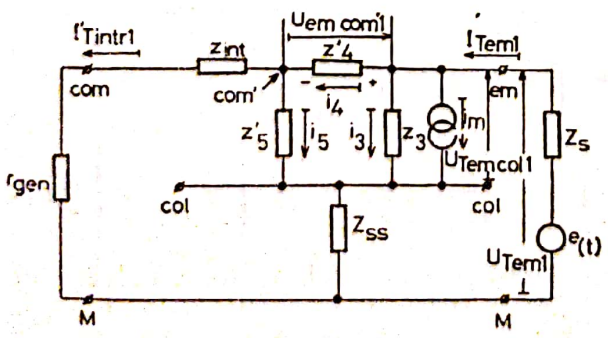


Figura 2.4.4. Schema echivalentă COL în regim dinamic cu GS-RI1

Prin rezolvarea ecuațiilor I ÷ VI se găsesc expresiile tuturor curenților funcție de impedanțele rețelei și de $U_{T\ em1}$.

2°. RMG pentru $Y_{r\ s}$, $Y_{teș\ s}$, Y_{mI1}, $(A_u, A_i, A_p)_{I1}$:

$$y_{r\ s} = \frac{i_4}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{z'_5 + z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}(1 + z'_5/z_3)}{E_{3I1}} \Rightarrow Y_{r\ s} \qquad (2.4.37)$$

(vezi rel. 2.4.44)

$$Y_{teș\ s} = \frac{I_{T\ em\ 1}}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{(E_{p2}/z_3) + (z'_5 + z_{int} + r_{gen})(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}[1 + (z'_4/z_3) + (z'_5/z_3) + y_m z'_4]}{E_{3I1}} \qquad (2.4.38)$$

$$Y_{mI1} = \frac{I'_{intr\ 1}}{U_{T\ em\ 1}} = \frac{z'_5 + Z_{ss}[1 + (z'_4/z'_3) + (z'_5/z'_3) + y_m z'_4]}{E_{3I1}} \qquad (2.4.39)$$

$$A_{uI1} = \frac{I'_{intr\ 1\ gen}}{U_{T\ em\ 1}} = Y_{mI1} \cdot r_{gen} = \frac{r_{gen}}{E_{3I1}} [z'_5 + Z_{ss}((1 + (z'_4/z_3) + (z'_5/z_3) + y_m z'_4))] \qquad (2.4.40)$$

$$A_{iI1} = \frac{I'_{intr\ 1}}{I_{T\ em\ 1}} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{teș\ s}} =$$

$$= \frac{z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)}{\frac{E_{p2}}{z_3} + (z'_5 + z_{int} + r_{gen})(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4}{z_3} + \frac{z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)} \qquad (2.4.41)$$

$$A_{pI1} = A_{uI1} \cdot A_{iI1} = (Y_{mI1})^2 \cdot \frac{r_{gen}}{Y_{teș\ s}} \qquad (2.4.42)$$

unde $E_{3i1} = E_{p2} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p2}}{z_3} + z'_4 + (z_{int} + r_{gen})(1 + y_m z'_4)\right]$

$$E_{p2} = z'_4 z'_5 + (r_{gen} + z_{int})(z'_4 + z'_5)$$

Logigrama 2.4.4.B: Exprimarea RMG ale COL-I1 în funcție de A_{uI1}.

1°. Ecuațiile de lucru cu numerotarea din sistemul (2.4.36)

IV $I'_{intr\ 1} r_{gen} = A_{uI1} U_{T\ em1} = i_3\left[z'_5 + z_{int} + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right] +$

$$+ i_4\left[-z_{int} + Z_{ss}\left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] \Rightarrow I'_{intr\ 1} \Rightarrow i_{51}$$

II, III $U_{T\ em1} = i_5\left[z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right] + i_4\left[z'_4 + Z_{ss}\left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] \Rightarrow i_{52}$

Din $i_{51} = i_{52}$ rezultă $i_4 \Rightarrow i_5 \Rightarrow i_3$, folosind ec. III — sistemul 2.4.36 $\Rightarrow$ $\Rightarrow I_{T\ em1}$ $\Rightarrow i_m$

Scanned with OKEN Scanner

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uI}: RMG = f(SFS, A_{uI1})

$$y_{r\,s} = \frac{i_4}{U_{T\,em\,1}} = \frac{z_{int} + (1 - A_{uI1})\left[z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]}{[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)]\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss}[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]} \tag{2.4.43}$$

$$Z_{r\,s} = \frac{1}{y_{r\,s}} + z_{int} \Rightarrow Y_{r\,s} = \frac{y_{r\,s}}{1 + y_{r\,s} z_{int}} \tag{2.4.44}$$

$$Y_{teș\,s} = \frac{I_{T\,em\,1}}{U_{T\,em\,1}} =$$

$$= \frac{(1 - A_{uI1})\left\{z_3\left[z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right](1 + y_m z'_4) + z'_4 Z_{ss}(1 - y_m z'_5)\right\} + \{z'_4 z'_5 + z_{int}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\}}{z_3\left\{E_{p1}\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss}[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]\right\}} =$$

$$= \frac{(1 - A_{uI1})\left[z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4 + z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + \frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int}(1 + y_m z'_4)}{E_{p1} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)\right]} \tag{2.4.45}$$

$$Y_{mI1} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \tag{2.4.46}$$

$$A_{tI1} = \frac{I'_{intr\,1}}{I_{T\,em\,1}} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen} \cdot Y_{teș\,s}} \tag{2.4.47}$$

$$A_{pI1} = A_{uI} \cdot A_{tI1} = \frac{A^2_{uI1}}{r_{gen} \cdot Y_{teș\,s}} \tag{2.4.48}$$

unde $E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z_{int}\,(z'_4 + z'_5)$

Astfel, RMG-I1 sînt cuprinse în relațiile 2.4.37÷2.4.42. Mărimile $y_{r\,s}$, $Y_{teș\,s}$, Y_{mI1}, A_{uI1} au ca numitor comun expresia E_{3I1} indicată în LG 2.4.4.A.

Plecînd de la termenii ce definesc pe A_{uI1} (relația 2.4.40), respectiv de la ecuațiile IV și II ale sistemului 2.4.36, în LG 2.4.4.B se găsesc formele RMG-I1 exprimate în funcție de impedanțele structurii (SFS) și de A_{uI1}: relațiile 2.4.43÷2.4.48.

În LG 2.4.4.B se pun mai ușor în evidență următoarele aspecte:

— incluziunea lui $y_{r\,s}$ în $Y_{teș\,s}$

$$y_{r\,s} \subset Y_{teș\,s} \tag{2.4.49}$$

— diferența ΔY_{COL-I1} dintre cele două admitanțe:

$$Y_{teș\,s} = y_{r\,s} + \Delta Y_{COL-I1} = y_{r\,s} + \frac{i_m + i_3}{U_{T\,em\,1}} =$$

$$= y_{r\,s} + \frac{(1 - A_{uI1})\left[z'_5 y_m z'_4 + Z_{ss}\left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + \frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int} y_m z'_4}{E_{p1} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)\right]} \tag{2.4.50}$$

Scanned with OKEN Scanner

2°. RMG funcție de structura CA și de A_{uI}: RMG = f(SFS, A_{uI1})

$$y_{r\,s} = \frac{i_4}{U_{T\,em\,1}} = \frac{z_{int} + (1 - A_{uI1})\left[z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right]}{[z'_4 z'_5 + z_{int}(z'_4 + z'_5)]\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss}[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]} \quad (2.4.43)$$

$$Z_{r\,s} = \frac{1}{y_{r\,s}} + z_{int} \Rightarrow Y_{r\,s} = \frac{y_{r\,s}}{1 + y_{r\,s} z_{int}} \quad (2.4.44)$$

$$Y_{tes\,s} = \frac{I_{T\,em\,1}}{U_{T\,em\,1}} =$$

$$= \frac{(1 - A_{uI1})\left\{z_3\left[z'_5 + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_5}{z_3}\right)\right](1 + y_m z'_4) + z'_4 Z_{ss}(1 - y_m z'_5)\right\} + \{z'_4 z'_5 + z_{int}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\}}{z_3\left\{E_{p1}\left(1 + \frac{Z_{ss}}{z_3}\right) + Z_{ss}[z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)]\right\}} =$$

$$= \frac{(1 - A_{uI1})\left[z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_{ss}\left(1 + \frac{z'_4 + z'_5}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + \frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int}(1 + y_m z'_4)}{E_{p1} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)\right]} \quad (2.4.45)$$

$$Y_{mI1} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen}} \quad (2.4.46)$$

$$A_{tI1} = \frac{I'_{intr\,1}}{I_{T\,em\,1}} = \frac{A_{uI1}}{r_{gen} \cdot Y_{tes\,s}} \quad (2.4.47)$$

$$A_{pI1} = A_{uI} \cdot A_{tI1} = \frac{A^2_{uI1}}{r_{gen} \cdot Y_{tes\,s}} \quad (2.4.48)$$

unde $E_{p1} = z'_4 z'_5 + z_{int}(z_{int}\,(z'_4 + z'_5)$

Astfel, RMG-I1 sînt cuprinse în relațiile 2.4.37÷2.4.42. Mărimile $y_{r\,s}$, $Y_{tes\,s}$, Y_{mI1}, A_{uI1} au ca numitor comun expresia E_{3I1} indicată în LG 2.4.4.A.

Plecînd de la termenii ce definesc pe A_{uI1} (relația 2.4.40), respectiv de la ecuațiile IV și II ale sistemului 2.4.36, în LG 2.4.4.B se găsesc formele RMG-I1 exprimate în funcție de impedanțele structurii (SFS) și de A_{uI1}: relațiile 2.4.43÷2.4.48.

În LG 2.4.4.B se pun mai ușor în evidență următoarele aspecte:

— incluziunea lui $y_{r\,s}$ în $Y_{tes\,s}$

$$y_{r\,s} \subset Y_{tes\,s} \quad (2.4.49)$$

— diferența ΔY_{COL-I1} dintre cele două admitanțe:

$$Y_{tes\,s} = y_{r\,s} + \Delta Y_{COL-I1} = y_{r\,s} + \frac{i_m + i_3}{U_{T\,em\,1}} =$$

$$= y_{r\,s} + \frac{(1 - A_{uI1})\left[z'_5 y_m z'_4 + Z_{ss}\left(\frac{z'_4}{z_3} + y_m z'_4\right)\right] + \frac{E_{p1}}{z_3} + z_{int} y_m z'_4}{E_{p1} + Z_{ss}\left[\frac{E_{p1}}{z_3} + z'_4 + z_{int}(1 + y_m z'_4)\right]} \quad (2.4.50)$$

Scanned with OKEN Scanner

— $y_{r\,s}$, pentru că face parte din $Y_{ieș\,s}$, cuprinde transformările comune de admitanță și reprezintă deci transformarea globală de admitanță (impedanță) în regim I1 ; sau :

$$y_{r\,s}^{-1} = \text{TGI-I1} \mid_{\text{COL}} \tag{2.4.51}$$

— limitele lui $y_{r\,s}$ pentru valorile limită ale Z_{ss} și z_{int} au ca parte comună transformarea fundamentală de admitanță :

$$\begin{matrix} \lim y_{r\,s} \\ Z_{ss}\to 0 \\ z_{int}\to 0 \end{matrix} = \begin{matrix} \lim y_{r\,s} \\ Z_{ss}\to \infty \\ z_{int}\to 0 \end{matrix} = \begin{matrix} \lim y_{r\,s} \\ Z_{ss}\to 0 \\ z_{int}\cong z_5'\to \infty \end{matrix} = \frac{1 - A_{uI1}}{z_4'} = (z_{4M}')^{-1} = (\text{TFI-I1})^{-1} \tag{2.4.52}$$

Cumulînd transformările de impedanță ce caracterizează MF-COL, respectiv TGI-I1 rezultă că

$$\text{TGI-COL} = (y_{tr} \text{ și } y_{r\,s})^{-1} = (y_{tr} \mid_{\text{N}} \text{ și } y_{r\,s} \mid_{\text{I1}})^{-1} \tag{2.4.53}$$

Fizic, relația 2.4.53 trebuie înțeleasă în sensul următor :

— la intrare, pe lîngă admitanțele montate, existente, se reflectă admitanța de transfer a COL ;

— la ieșire, pe lîngă admitanțele montate, existente, se reflectă admitanța de reacție a COL.

La aceste admitanțe reflectate și care constituie partea esențială a Y_{intr}, respectiv $Y_{ieș\,s}$, se înseriază $\Delta Y_{\text{COL-N}}$ la intrare, respectiv $\Delta Y_{\text{COL-N}}$ la ieșire.

În ceea ce privește TFI global a MF-COL, se reunesc efectele Miller parțiale : z_{4M} din regimul N și z_{4M}' din regimul I1 :

$$\text{TFI-COL} = z_{4M} \text{ și } z_{4M}' \tag{2.4.54}$$

Relația 2.4.54 are următorul înțeles fizic :

— indiferent de regimul de lucru, de faptul că există sau nu Z_{ss}, indiferent de clasa tehnologică a CA, la intrare se reflectă impedanța $z_{4M} = \frac{z_4'}{1 - A_{uN}}$ iar la ieșire $z_{4M}' = \frac{z_4'}{1 - A_{uI1}}$;

— z_{4M}, z_{4M}' reprezintă impedanțe *permanent* reflectate la intrare, ieșire ;

— în funcție de regimul de lucru, de prezența sau absența lui Z_{ss}, în funcție de clasa tehnologică, schema generează și alte impedanțe ce se dispun în paralel pe nucleul reprezentat de TFI-COL.

Întrucît, conform relației 2.4.6, $A_{uN} < 1$, rezultă că $z_{4M} \gg z_4'$, iar TFI-N este foarte accentuată în cazul COL.

Întrucît, conform relației 2.4.40, $A_{uI1} \ll 1$, se poate considera $z_{4M}' \cong z_4'$ iar TFI-I1 este atenuată în cazul COL.

Impedanțele reflectate peste TFI se pun mai bine în evidență în paragraful 2.4.5, care urmează.

Scanned with OKEN Scanner

2.4.5. Particularizări ale unor RMG-II. Transformări de impedanță în regim de clasă A

Logigrama 2.4.5 cuprinde particularizări RPT (pct. 1°) și RPZ (pct. 2°) pentru $y_{r\,s}$, $Y_{r\,s}$ și $Y_{ieș\,s}$ — ca și dezvoltarea RPE (pct. 3°) pentru $Y_{ieș\,s}$, folosindu-se formele RMG-II dependente de SFS și de A_{uII}.

Logigrama 2.4.5 : Particularizarea RMG = f(SFS, A_{uII}) ⇒ RPT, RPZ, RPE.

Observație. Se vor particulariza $Y_{r\,s}$, $Y_{ieș\,s}$ (A_{iN}, A_{pN} rezultă cu ajutorul lor.

1°. RPT (relația 2.1.41)

$Y_{r\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{(1-A_{uII})}{z'_4} \tag{2.4.55}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{1}{(z'_4+z'_5)\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)+Z_{ss}(1+y_m z'_4)} \tag{2.4.56}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{r\,s} \text{ scris pentru } z_{int}=r_{int} \tag{2.4.57}$$

$Y_{ieș\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{(1-A_{uII})\left\{z_3\left[z'_5+Z_{ss}\left(1+\frac{z'_5}{z_3}\right)\right](1+y_m z'_4)+z'_4 Z_{ss}(1-y_m z'_5)\right\}+z'_4 z'_5}{z_3 z'_4\left\{z'_5\left(1+\frac{Z_{ss}}{z_3}\right)+Z_{ss}\right\}} \tag{2.4.58}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{z'_4+z'_5+z_3(1+y_m z'_4)}{z_3\{z'_4+z'_5+Z_{ss}(1+y_m z'_4)\}} \tag{2.4.59}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : Y_{ieș\,s} \text{ scris pentru } z_{int}=r_{int} \tag{2.4.60}$$

2°. RPZ relația 2.1.46)

$Y_{,\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{1-A_{uII}}{z'_4} \tag{2.4.61}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}\cong\infty} : \frac{1}{z'_4+z'_5} \tag{2.4.62}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : \frac{r_{int}+(1-A_{uII})z'_5}{z'_4 z'_5+r_{int}(z'_4+z'_5)} \tag{2.4.63}$$

$Y_{ieș\,s}$

$$\text{TCV}\Big|_{z_{int}=0} : \frac{(1-A_{uII})}{z'_4}(1+y_m z'_4)+\frac{1}{z_3} \tag{2.4.64}$$

$$\text{TU}\Big|_{z_{int}=\infty} : \frac{1}{z_3}+\frac{1+y_m z'_4}{z'_4+z'_5} \tag{2.4.65}$$

$$\text{TB}\Big|_{z_{int}=r_{int}} : \frac{(1-A_{uII})\{z_3 z'_5(1+y_m z'_4)\}+\{z'_4 z'_5+r_{int}[z'_4+z'_5+z_3\cdot(1+y_m z'_4)]\}}{z_3\{[z'_4 z'_5+r_{int}(z'_4+z'_5)]\}} \tag{2.4.66}$$

Scanned with OKEN Scanner

3°. RPE (relația 2.1.49 — etapele *a*, *b*, *c*) deduse din RPT pentru $Y_{ieș\ s}$ — parametru important în proiectarea CA/AI.

$$TCV \Rightarrow Y_{ieș\ s} \cong Y_{ieș\ s(z'_4=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5=0)} + Y_{ieș\ s(z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(Z_{ss}=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1 - A_{uI1}}{z'_4} + (1 - A_{uI1}) \cdot y_m +$$

$$+ \frac{1 - A_{uI1}\big|_{Z_{ss}}}{z_3} + \frac{(1 - A_{uI1})(1 - y_m z'_5)}{z'_5}\Bigg|_{Z_{ss}} \qquad (2.4.58)'$$

$$Y_{ieș\ s}\big|_{Z_{ss}=0} \cong (1 - A_{uI1})\left(\frac{1}{z'_4} + y_m\right) + \frac{1}{z_3} \qquad (2.4.58)''$$

$$TU \Rightarrow Y_{ieș\ s} \cong Y_{ieș\ s(z'_4=0)} + Y_{ieș\ s(z'_4,\ z'_5=0)} + Y_{ieș\ s(z'_4, z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(z'_4,\ Z_{ss}=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5,\ z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(z'_5,\ Z_{ss}=0)} + Y_{ieș\ s(z_3=0)} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + \frac{1}{z_3 + Z_{ss}} + \frac{1}{z_3} +$$

$$+ \frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z'_5} + y_m \qquad (2.4.59)'$$

$$Y_{ieș\ s}\Big|_{Z_{ss}=0} \cong \frac{1}{z_3} + \frac{1}{z'_4} + \frac{1}{z'_5} + y_m \qquad (2.4.59)''$$

$$TB \Rightarrow Y_{ieș\ s} \cong Y_{ieș\ s(z'_4=0)} + Y_{ieș\ s(z'_4,\ z'_5=0)} + Y_{ieș\ s(z'_4,\ z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(z'_4,\ Z_{ss}=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5,\ z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(z'_5,\ Z_{ss}=0)} + Y_{ieș\ s(z'_5,\ r_{int}=0)} + Y_{ieș\ s(z_3=0)} +$$

$$+ Y_{ieș\ s(z_3,\ Z_{ss}=0)} + Y_{ieș\ s(z_3,\ r_{int}=0)} + Y_{ieș\ s(Z_{ss}=0)} \cong$$

$$\cong \frac{1}{Z_{ss}} + (1 - A_{uI1})\left(\frac{1}{r_{int}} + \frac{1}{z'_4} + y_m\right) + (1 - A_{uI1\ |\ Z_{ss}}) \cdot$$

$$\cdot \left(\frac{1}{z_3} + \frac{1}{z'_5}\right) + \frac{r_{int}(1 + y_m z'_4)}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_4 + z'_5)} \qquad (2.4.60)'$$

$$Y_{ieș\ s}\Big|_{Z_{ss}=0} = (1 - A_{uI1})\left(\frac{1}{r_{int}} + \frac{1}{z'_4} + y_m\right) + \frac{1}{z_3} + \frac{1}{z'_5} +$$

$$+ \frac{r_{int}(1 + y_m z'_4)}{z'_4 z'_5 + r_{int}(z'_5 + z'_4)} \qquad (2.4.60)''$$

Din fiecare grupă de relații RPT (relațiile 2.4.55 ÷ 2.4.60), RPZ (relațiile 2.4.61 ÷ 2.4.66) și RPE (relațiile 2.4.58′ ÷ 2.4.60″) rezultă cum se modifică și se complică relația unui parametru cu înmulțirea și complicarea interacțiilor dintre FPS și materia din ST, din DNL. O concluzie identică se poate trage pentru orice MCC al MF-COL.

Scanned with OKEN Scanner

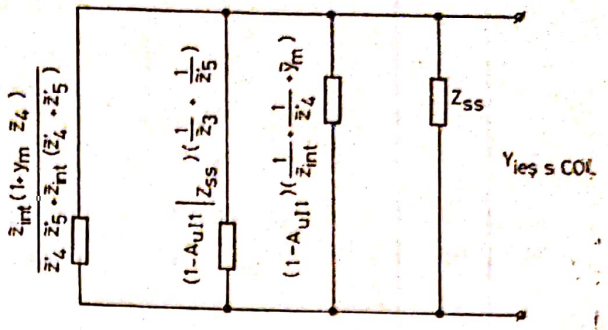


Figura 2.4.5. Structura simplificată a $Y_{ieș\ s}$ la COL

Prin RPE se pun în evidență următoarele :
— incluziunile

$$Y_{ieș\ s\ TCV} \subset Y_{ieș\ s\ TU} \subset Y_{ieș\ s\ TB} \tag{2.4.67}$$

— structura impedanței de ieșire a COL, într-o formă aproximativă pentru cazul acoperitor al TB — rel. (2.4.60)' — unde r_{int} se înlocuiește cu z_{int} — așa ca în fig. 2.4.5.

— posibilitatea extinderii acestui model aproximativ la regimuri neliniare pe caracteristicile statice ale DNL, cu cursa dinamică între $M_1 - M_2$, așa ca în fig. 1.4.1 *b*) și *c*) — dacă în relația aproximativă generalizată se introduc valorile medii ale impedanțelor CUAG calculate funcție de M_1 și M_2. Atunci relația aproximativă de evaluare a $Y_{ieș\ s}$ este :

$$\tilde{Y}_{ieș\ s} = \frac{Y_{ieș\ s\ M1} + Y_{ieș\ s\ M2}}{2} \cong \frac{1}{Z_{ss}} + (1 - A_{uI1})\left(\frac{1}{\tilde{z}_{int}} + \frac{1}{\tilde{z}_4'} + \tilde{y}_m\right) + \\ + (1 - A_{uI1}\Big|_{Z_{ss}})\left(\frac{1}{\tilde{z}_3} + \frac{1}{\tilde{z}_5'}\right) + \frac{\tilde{z}_{int}(1 + \tilde{y}_m\tilde{z}_4')}{\tilde{z}_4'\tilde{z}_5' + \tilde{z}_{int}(\tilde{z}_4' + \tilde{z}_5')} \tag{2.4.68}$$

Incluziunile 2.4.67 se pot aplica atît structurii din fig. 2.4.5, cît și relației 2.4.68, găsindu-se cazurile lor particulare la TCV și TU ; de asemenea, ele sînt adaptabile și cazului în care se lucrează cu electrodul colector la masă, respectiv schemei de *repetor*.

Forma aproximativă evidențiază și ea TFI-I1 ; astfel se poate considera că în permanență la ieșire există o impedanță echivalentă :

$$Z_{ieș\ s} \cong \tilde{z}_{4M}' \left\| \frac{1}{(1 - A_{uI1})\tilde{y}_m} \right\| \tilde{z}_3 \tag{2.4.69}$$

în cazul repetorului ; iar dacă există Z_{ss}, ea se adaugă în paralel pe grupul 2.4.69.

2.4.6. Stabilirea nulurilor și polilor A_{uI1} pentru fiecare clasă tehnologică, în cazul $Z_{ss} = 0$.

Pentru a determina comportarea COL în regim invers I1 cu frecvența și a găsi răspunsul său în timp, se analizează factorul de transfer corespunzător. De exemplu, pentru a cunoaște variația răspunsului în tensiune, se analizează A_u, respectiv A_{uI1} în regim invers I1.

Logigrama 2.4.6 : Stabilirea relațiilor $A_{uI1} = f(SFS, \omega)$ și $t_c = f(SFS)$

1°. Aplicarea ipotezelor 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 la RMG 2.4.40 pe clase tehnologice și $Z_{s_7} = 0$:

	A_{uI1} ; $\tau_{jI1\,DNL} \Rightarrow \Delta A = \frac{t_i}{\tau_{jI1}} A$	$A_{uI1(0)}$	$\tau_{fI1} \Rightarrow t_c = \pi\tau_{fI1}$	Relația
TCV	$\frac{z_5' r_{gen}}{z_4' z_5' + r_{gen}(z_4' + z_5')} = A_{uI1(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1\,DNL} = \tau_4) \Rightarrow \Delta A = (t_i/\tau_{jI1\,DNL})\, A$	$\frac{r_5 r_{gen}}{r_4 r_5 + r_{gen}(r_4 + r_5)} \cong \frac{r_{gen}}{r_4}\Big\vert_{r_{gen} < r_4,\ r_5}$	$\frac{r_{gen}\tau_{45}'}{r_4 r_5 + r_{gen}(r_4 + r_5)} \cong \frac{r_{gen}}{r_4}\tau_{45}'\Big\vert_{r_{gen} < r_4,\ r_5}$	(2.4.70)
TU ($z_{int} \to \infty$, $z_4 \gg$)	$\cong \frac{r_{gen}}{z_4' + z_5'} = A_{uI1(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1} = \tau_4 + \tau_5) \Rightarrow$ $\Rightarrow \Delta A = (t_i/\tau_{jI1\,DNL})\, A$	$\cong \frac{r_{gen}}{r_5 + r_5}$ $\cong 0 \mid_{r_{gen} < r_4,\ r_5}$	$\tau_{45} = \frac{\tau_{45}'}{r_4 + r_5} = \frac{r_4\tau_5 + r_5\tau_4}{r_4 + r_5}$	(2.4.71)
TB	$\frac{z_5' r_{gen}}{z_4' z_5' + (r_{gen} + r_{int})(z_4' + z_5')} = A_{uI1(0)} \frac{1 + j\omega\tau_{jI1}}{1 + j\omega\tau_{fI1}}$ $(\tau_{jI1} = \tau_4) \Rightarrow \Delta A = \frac{t_i A}{\tau_{jI1\,DNL}}$	$\frac{r_5 r_{gen}}{r_4 r_5 + (r_{gen} + r_{int})(r_4 + r_5)}$	$\frac{\tau_{45}'(r_{gen} + r_{int})}{r_4 r_5 + (r_{gen} + r_{int})(r_4 + r_5)}$ unde $\tau_{45}' = r_4\tau_5 + r_5\tau_4$	(2.4.72)

Scanned with OKEN Scanner

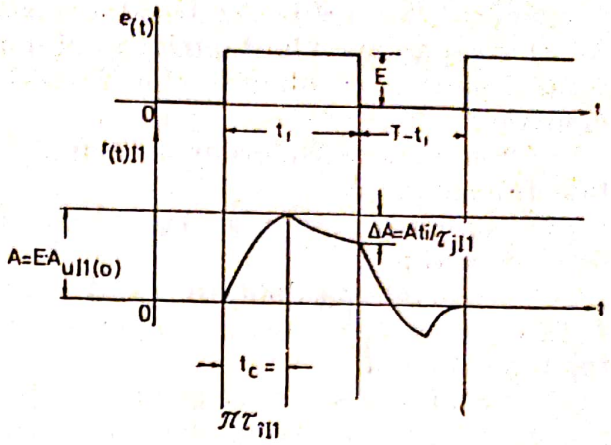


Figura 2.4.6. Distorsiunile $r_{(t)}$ la COL-I1

Rezultatele acestei analize se expun în LG 2.4.6, unde se găsesc :
— valoarea de regim permanent $A_{uI1(0)}$ a lui A_{uI1} ;
— constanta de timp limitativă la joasă frecvență τ_{jI1} ;
— constanta de timp limitativă la înaltă frecvență τ_{iI1}.

Ele sînt departajate pe clase tehnologice la $Z_{ss} = 0$ (relațiile 2.4.70÷2.4.72).

Cu ajutorul lor se determină caracteristicile răspunsului de tensiune în timp, în regim invers I1, așa cum se arată în fig. 2.4.6. În ea se arată legătura dintre amplitudinea de semnal A la ieșirea I1 (pe r_{gen}) dacă la intrarea I1 (pe z_s) se aplică o excitație ideală ($t_c = 0$) de amplitudine E.

De asemenea, sînt indicate relațiile de calcul pentru timpul de comutație t_c dependent de τ_i și pentru căderea de palier ΔA dependentă de τ_j.

Întrucît τ_j calculat în LG 2.4.6 depinde numai de rețeaua CUAG, el este notat prin $\tau_{jI1\ DNL}$.

2.5. Funcționalitatea montajelor COM, EM, COL. Aspecte fizice inedite

2.5.1. Etape ale analizei funcționale a MF.

În paragrafele 2.2 ÷ 2.5 formate din logigramele de calcul ale montajelor fundamentale generalizate COM, EM, COL în cele trei regimuri posibile N, I1, I2, se determină RMG ale acestor montaje și se aplică acestor relații particularizările de tip RPT, RPZ, RPE. Prin stabilirea familiilor de relații RMG, RPT, RPZ, RPE se obține baza teoretică necesară pentru a analiza posibilitățile de lucru ale fiecărui tip de montaj fundamental *în cele mai diferite condiții de funcționare*, fie independent de tehnologie, fie dependent de aceasta.

În lucrare, această *analiză* se va numi a *caracteristicilor funcționale* (pe scurt, *funcțională*).

Efectuînd analiza funcțională a MF, se pun în evidență performanțele montajelor fundamentale (ca impedanțe de intrare, transfer, ieșire, reacție, ca factori de transfer), comportarea lor cu frecvența, răspunsul lor în timp, stabilitatea lor, determinîndu-se rolul fiecăruia dintre montajele fundamentale într-un sistem de circuite, avantajele care rezultă din folosirea uneia sau alteia dintre tehnologii într-un sistem de circuite.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a ajunge la rezultate concrete, trebuie parcurse etapele :

a) compararea admitanţelor unui montaj fundamental ;

b) compararea admitanţelor de acelaşi fel ale celor trei montaje fundamentale ;

c) compararea factorilor de amplificare de acelaşi fel ale celor trei montaje fundamentale ;

d) studierea mărimilor $Y_k = f(\omega)$, $A_{u,i,p} = f(\omega)$ la fiecare tip de montaj fundamental ;

e) studierea posibilităţii ca $A_u = f(\omega)$ să fie considerat idealizabil şi deducerea, în acest caz, a comportării în comutaţie a fiecărui tip de montaj fundamental.

Unele din aceste aspecte au fost parcurse deja, succint, în forme RMG sau simplificate, în paragrafele anterioare. Astfel, în LG $(2.2.2)_{COM}$, $(2.3.2)_{EM}$, $(2.4.2)_{COL}$ se pune în evidenţă transformarea fundamentală de impedanţă pentru montajele COM, EM, COL şi incluziunile Y_{intr}, Y_{tr}, ceea ce corespunde la etapa *a*). De asemenea se analizează RPE a Y_{intr}, stabilindu-se relaţia sa de ordine pentru cele trei tipuri tehnologice TCV, TU, TB, ceea ce corespunde la etapa *a*) de mai sus.

În LG $(2.2.5, 2.2.8)_{COM}$, $(2.3.5, 2.3.8)_{EM}$, $(2.4.5)_{COL}$ se formulează aceleaşi aspecte pentru ($Y_{ieş\ s}$, $Y_{ieş\ ss}$) ceea ce corespunde de asemenea la etapa *a*).

Cazul simplificat din etapa *e*) este cel pe care se bazează întreaga analiză frecvenţă-timp a MF. În lucrare, se poate astfel considera că studiul etapei *e*) se găseşte sintetizat în LG $(2.2.3, 2.2.6)_{COM}$, $(2.3.3, 2.3.6)_{EM}$, $(2.4.3, 2.4.6)_{COL}$. Ca atare etapa *d*) se poate considera redusă la etapa *e*) pentru situaţia practică urmărită în lucrare.

Dată fiind mulţimea calculelor comportate de parcurgerea integrală a acestor etape, în continuare se vor releva unele aspecte considerate mai semnificative pentru paragrafele care urmează ; ele sînt conţinute îndeosebi în etapele *a*) şi *c*) menţionate mai sus.

Etapele *a*), *b*) şi *c*) constau în calcule comparative ; o comparaţie între două expresii E_x, E_y se va simboliza prin „$E_x \overset{c}{=} E_y$"

2.5.2 Compararea admitanţelor unui MF

În cadrul etapei a) se vor compara admitanţele montajului COM — în LG 2.5.1, EM — în LG 2.5.2, COL — în LG 2.5.3.

Pentru LG 2.5.1 se folosesc rezultatele LG 2.2.1.A la comparaţia dintre Y_{intr} şi Y_{mN} şi rezultatele LG 2.2.4.A la comparaţia dintre $Y_{ieş\ s}$ şi Y_{mII}.

Pentru LG 2.5.2 se folosesc rezultatele LG 2.3.1.A la comparaţia dintre Y_{intr} şi Y_{mN} şi rezultatele LG 2.3.4.A la comparaţia dintre $Y_{ieş\ s}$ şi Y_{mII}.

Pentru LG 2.5.3 se folosesc rezultatele LG 2.4.1.A la comparaţia dintre Y_{intr} şi Y_{mN} şi rezultatele LG 2.4.4.A la comparaţia dintre $Y_{ieş\ s}$ şi Y_{mII}.

Comentariul celor mai importante aspecte este cuprins în logigrame.

Revenind şi la logigramele paragrafelor 2.2 ÷ 2.4 în care se comparau $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{tr}$, $Y_{ieş\ s} \overset{c}{=} Y_{r\ s}$, $Y_{ieş\ ss} \overset{c}{=} Y_{r\ ss}$, teoria unitară demonstrează că la orice MF se păstrează relaţia de incluziune $Y_{tr} \subset Y_{intr}$, $Y_{r\ s} \subset Y_{ieş\ s}$, $Y_{r\ ss} \subset Y_{ieş\ ss}$, motiv pentru care Y_{tr} (y_{tr}), $Y_{r\ s}(y_{r\ s})$, $Y_{r\ ss}(y_{r\ ss})$ sînt considerate ca reprezentînd TGI ale MF-urilor respective.

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.5.1 : COM — comparaţiile $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN}$, $Y_{teş\ s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

1° $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN} \Rightarrow$

* numitorul $Y_{intr} \equiv Y_{mN}$

* numărătorul $Y_{intr} \overset{c}{=}$ numărătorul $Y_{mN} \Rightarrow$

$(z_{int} + z'_5 + Z_s + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 \parallel (z_{int} + Z_s + Z_{ss}) + z_3(1 + y_m z'_4)] \overset{c}{=} z'_4 z'_5(1 + y_m z_3) + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că :

$Y_{intr} > Y_{mN}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{intr} - Y_{mN} = \frac{z'_5(z_3 + Z_s) + Z_s[z'_4 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(z_3 + Z_s)(z_{int} + z'_4 + Z_{ss})[z'_4 \parallel (z_{int} + Z_{ss}) + z'_5 + z_3 \parallel Z_s((1 + y_m z'_4 \parallel (z_{int} + Z_{ss})))] + r_{gen}(z_{int} + z'_5 + Z_s + Z_{ss}) \cdot [z'_4 + z'_5 \parallel (z_{int} + Z_s + Z_{ss}) + z_3(1 + y_m z'_4)]} = R_{1N}$$

(restul R_{1N} este pozitiv)

* consecinţe (C) :

$Y_{intr} > 0$, $Y_{mN} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{uN} > 0$ ∴ amplificare de tensiune în fază (C_{1N})

$A_{iN} > 0$ ∴ Amplificare de curent în fază (C_{2N})

$Y_{intr} - Y_{mN} = R_{1N} \Rightarrow A_{iN} = \frac{Y_{mN}}{Y_{intr}} = \frac{Y_{mN}}{Y_{mN} + R_{1N}} < 1$

∴ Amplificare de curent subunitară (C_{3N})

2° $Y_{teş\ s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

* numitorul $Y_{teş\ s} \equiv$ numitorul Y_{mI1}

* numărătorul $Y_{teş\ s} \overset{c}{=}$ numărătorul $Y_{mI1} \Rightarrow$

$(z_{int} + z'_4 + r_{gen} + Z_{ss})[z'_4 \parallel (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + z'_5 + z_3((1 + y_m \cdot z'_4 \parallel (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss})))] \overset{c}{=} z'_4 z'_5 + (z_{int} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că :

$Y_{teş\ s} > Y_{mI1}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{teş\ s} - Y_{mI1} = \frac{r_{gen}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] + z'_4 z_3}{(z_3 + r_{gen})(z_{int} + z'_5 + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 \parallel (z_{int} + Z_{ss}) + z_3 \parallel r_{gen} \cdot (1 + y_m z'_4)] + Z_s(Z_{int} + z'_4 + r_{gen} + Z_{ss})[z'_4 \parallel z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + z'_5 + z_3((1 + y_m \cdot z'_4 \parallel (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss})))]} = R_{1I1}$$

(restul R_{1I1} este pozitiv)

* consecinţe (C) :

$Y_{teş\ s} > 0$, $Y_{mI1} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{uI1} > 0$ ∴ amplificare de tensiune în fază (C_{1I1})

$A_{iI1} > 0$ ∴ amplificare de curent în fază (C_{2I1})

$Y_{teş\ s} - Y_{mI1} = R_{1I1} \Rightarrow A_{iI1} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{teş\ s}} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{mI1} + R_{1I1}} < 1$

∴ Amplificare de curent subunitară (C_{3I1})

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.5.2 : EM — comparații $Y_{in} \overset{c}{=} {}_{tr}Y_{mN}$, $Y_{ieș\ s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

1° $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN}$

* numitorul $Y_{intr} \equiv$ numitorul Y_{mN}

* numărătorul $Y_{intr} \overset{c}{=}$ numărătorul $Y_{mN} \Rightarrow$

$(z_3 + Z_s)[z'_4 + z'_5 + z_3 \| Z_s(1 + y_m z'_4)] + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)] \overset{c}{=} z'_4 z_3(1 - y_m z'_5) + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că :

$Y_{intr} < Y_{mN}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{intr} - Y_{mN} = \frac{\{z_3 z'_5(1 + y_m z'_4) + Z_s[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\}}{(z_3 + Z_s)(z_{int} + z'_4)[z'_4 \| z_{int} + z'_5 + z_3 \| Z_s(1 + y_m z'_4 \| z_{int})] + Z_{ss}(z_{int} + z'_5 + Z_s)[z'_4 + z'_5 \| (z_{int} + Z_s) + z_3(1 + y_m z'_4)] + r_{gen}\{(z_3 + Z_s) \cdot [z'_4 + z'_5 + z_3 \| Z_s(1 + y_m z'_4)] + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]\}} = -R_{2N}$$

(restul R_{2N} este pozitiv)

* consecințe (C) :

$Y_{intr} > 0$, $Y_{mN} < 0$ $\Rightarrow$ $A_{uN} < 0$ ∴ amplificare de tensiune în antifază (C_{4N})

$Y_{intr} > 0$, $Y_{mN} < 0$ $\Rightarrow$ $A_{iN} > 0$ ∴ amplificare de curent în fază (C_{5N})

$Y_{intr} - Y_{mN} = -R_{2N} \Rightarrow A_{iN} = \frac{Y_{mN}}{Y_{intr}} = \frac{Y_{mN}}{Y_{mN} - R_{2N}} > 1$

∴ Amplificare de curent supraunitară (C_{6N})

2° $Y_{ieș\ s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

* numitorul $Y_{ieș\ s} \equiv$ numitorul Y_{mI1}

* numărătorul $Y_{ieș\ s} \overset{c}{=}$ numărătorul $Y_{mI1} \Rightarrow$

$z'_4(z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + (z'_5 + z_3)(z_{int} + z'_4 + r_{gen} + Z_{ss}) + z_3 y_m z'_4(z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) \overset{c}{=} z_3 z'_4 + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că :

$Y_{ieș\ s} > Y_{mI1}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{ieș\ s} - Y_{mI1} = \frac{z'_4 z'_5 + (z_{int} + r_{gen})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(z_3 + Z_{ss})(z_{int} + z'_5 + r_{gen})[z'_4 + z'_5 \| (z_{int} + r_{gen}) + z_3 \| Z_{ss}(1 + y_m z'_4)] + Z_s(z_{int} + z'_4 + r_{gen} + Z_{ss})[z'_4 \| (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + z'_5 + z_3((1 + y_m \cdot z'_4 \| (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss})))] = R_{2I1}$$

(restul R_{2I1} este pozitiv)

* consecințe (C) :

$Y_{ieș\ s} > 0$, $Y_{mI1} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{uI1} > 0$ ∴ amplificare de tensiune în fază (C_{4I1})

$Y_{ieș\ s} > 0$, $Y_{mI1} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{iI1} > 0$ ∴ amplificare de curent în fază (C_{5I1})

$Y_{ieș\ s} - Y_{mI1} = R_{2I1} \Rightarrow A_{iI1} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{mI1} + R_{2I1}} < 1$

∴ Amplificare de curent subunitară (C_{6I1})

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 2.5.3 : COL — comparaţii $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN}$, $Y_{ieş\,s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

1° $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN}$

* numitorul $Y_{intr} \equiv$ numitorul Y_{mN}

* numărătorul $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN} \Rightarrow$

$(z_3 + Z_s + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3 \| (Z_s + Z_{ss}) \cdot (1 + y_m z'_4)] \overset{c}{=}$

$\overset{c}{=} z_3 z'_5 (1 + y_m z'_4) + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că :

$Y_{intr} < Y_{mN}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{intr} - Y_{mN} = \frac{z_3 z'_5 y_m z'_4 - z_3 z'_4 - Z_s[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{\{(z_3 + Z_s)(z_{int} + z'_4)[z'_4 + z'_5 \| z_{int} + z_3 \| Z_s \cdot (1 + y_m z'_4) + Z_{ss}(z_{int} + z'_4 + Z_s)[z'_4 \| (z_{int} + Z_s) + z'_5 + z_3((1 + y_m \cdot z'_4 \| (z_{int} + Z_s)))]\} + r_{gen}(z_3 + Z_s + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 + z_3 \| (Z_s + Z_{ss})(1 + y_m z'_4)]} = -R_{3N}$$

(restul R_{3N} este pozitiv)

* consecinţe (C) :

$Y_{intr} > 0$, $Y_{mN} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{uN} > 0$ ∴ amplificare de tensiune în fază (C_{7N})

$A_{iN} > 0$ ∴ amplificare de curent în fază (C_{8N})

$Y_{intr} - Y_{mN} = -R_{3N} \Rightarrow A_{iN} = \frac{Y_{mN}}{Y_{mN} - R_{3N}} > 1$

∴ Amplificare de curent supraunitară (C_{9N})

2° $Y_{ieş\,s} \overset{c}{=} Y_{mI1}$

* numitorul $Y_{ieş\,s} \equiv$ numitorul Y_{mI1}

* numărătorul $Y_{ieş\,s} \overset{c}{=}$ numărătorul $Y_{mI1} \Rightarrow$

$(z_{int} + z'_5 + r_{gen} + Z_{ss})[z'_4 + z'_5 \| (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + z_3(1 + y_m z'_4)] \overset{c}{=} z_3 z'_5 + Z_{ss}[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]$

* rezultă că

$Y_{ieş\,s} > Y_{mI1}$ { la orice regim de lucru / independent de tehnologie } $\Rightarrow$

$$Y_{ieş\,s} - Y_{mI1} = \frac{z'_4 z'_5(1 + y_m z_3) + (z_{int} + r_{gen})[z'_4 + z'_5 + z_3(1 + y_m z'_4)]}{(z_3 + Z_{ss})(z_{int} + z'_4 + r_{gen})[z'_4 \| (z_{int} + r_{gen}) + z'_5 + z_3 \| Z_{ss}((1 + y_m z'_4 \| (z_{int} + r_{gen})))] + Z_s(z_{int} + z'_5 + r_{gen} + Z_{ss}) \cdot [z'_4 + z'_5 \| (z_{int} + r_{gen} + Z_{ss}) + z_3(1 + y_m z'_4)]} = R_{3I1}$$

(restul R_{3I1} este pozitiv)

* consecinţe (C) :

$Y_{ieş\,s} > 0$, $Y_{mI1} > 0$ $\Rightarrow$ $A_{uI1} > 0$ ∴ amplificare de tensiune în fază (C_{7I1})

$A_{uI1} > 0$ ∴ amplificare de curent în fază (C_{8I1})

$Y_{ieş\,s} - Y_{mI1} = R_{3I1} \Rightarrow A_{iI1} = \frac{Y_{mI1}}{Y_{mI1} + R_{3I1}} < 1$

∴ Amplificare de curent subunitară (C_{9I1})

Scanned with OKEN Scanner

În ceea ce privește comparațiile $Y_{intr} \overset{c}{=} Y_{mN}$, $Y_{ieș} \overset{c}{=} Y_{mII}$ relațiile de incluziune nu au un sens unic de la MF la MF.

Fiecărui MF îi este specifică o altă relație de incluziune, diferențele $Y_{intr} - Y_{mN} = R_{IN}$ (resturi), $Y_{ieș} - Y_{mII} = R_{III}$ fiind fie pozitive, fie negative; aceasta atrage comportarea diferită din punctul de vedere al factorilor de transfer A_u, A_i (*litera i la rest* indică în ordine: 1 la COM, 2 la EM, 3 la COL).

Teoria stabilește că pentru resturi

$R_{IN}, R_{III} > 0 \Rightarrow A_{iN,II} < 1$ (consecințele C_{3N}, C_{3II}, C_{6II}, C_{9II})

iar pentru resturi

$R_{IN}, R_{III} < 0 \Rightarrow A_{iN,II} > 1$ (consecințele C_{6N}, C_{9N})

indiferent din ce clasă tehnologică face parte dispozitivul activ.

Consecințele stabilite în LG 2.5.1 ÷ 2.5.3 sînt deosebit de importante pentru practica de circuit, prin adevărurile general valabile pe care le pun în evidență.

2.5.3. Compararea admitanțelor de același fel ale celor trei MF.

În cadrul etapei b), din comparațiile efectuate rezultă că cel mai stabil montaj la funcționare în regim normal sau invers este COM întrucît nu intervin defazări de tensiune sau de curent în procesul amplificării și nici modificări ale domeniului de valori ale factorilor de amplificare cu regimul de lucru. Prin urmare COM este indicat a fi folosit ca etaj de intrare într-un sistem de circuite, pentru că poate prelua și prelucra nu numai excitațiile de regim normal, ci și invers, fără a introduce schimbări de fază în factorul de transfer global, al sistemului de circuite.

Montajul EM este avantajos prin efectul său de amplificare supraunitară de curent; în cazul în care curentul de intrare trece printr-un circuit de impedanță comparabilă cu a celei prin care trece curentul de ieșire, montajul amplifică supraunitar și în tensiune. Practica demonstrează că acesta e cazul curent la TCV, TU, TB, iar teoretic aceasta are loc dacă $Y_{int}Z_s \gg 1$. Prin urmare, EM este etajul amplificator propriu-zis, la care $|A_{uN}|, A_{iN} > 1$ în regim normal.

În ceea ce privește COL, el este de asemenea stabil dar introduce modificări în domeniul de valori al A_u, A_i. De aceea el este indicat a fi folosit în regim normal, pentru redarea nedefazată a unui semnal, cu amplificare de curent supraunitară, deci pe o mică impedanță de ieșire; aceasta îl face util ca etaj de ieșire, într-un sistem de circuite.

2.5.4. Compararea factorilor de amplificare de același fel ale celor trei MF.

În cadrul etapei c), o mai bună înțelegere a locului acestor montaje într-un sistem de circuite se capătă dacă se analizează mai îndeaproape A_{uN}. Pentru a ușura calculele, se vor adopta RPT-N la $Z_{ss} = 0$, respectiv relațiile LG 2.2.3 $(2.2.36 \div 2.2.38)_{COM-N}$, LG 2.3.3 $(2.3.32 \div 2.3.34)_{EM-N}$, LG 2.4.3 $(2.4.33 \div 2.4.35)_{COL-N}$.

Pentru COM-N, se poate observa ca esențial faptul că $A_{uN} > 1$, adoptînd simplificările:

$$TCV\ A_{uN} \cong \frac{Z_s}{z_3 + Z_s}(1 + y_m z_3) = 1 + y_m(z_3 \| Z_s) \text{ dacă } z_5' > z_3 \| Z_s \qquad (2.2.36)'$$

$$TU\ A_{uN} \cong \frac{Z_s}{z_3 + Z_s} \cdot \frac{1 + y_m z_3}{1 + y_m z_3 \parallel Z_s} = \frac{1 + y_m z_3}{1 + y_m (z_3 \parallel Z_s)} \text{ dacă } Z_s > z_3 \qquad (2.2.37)'$$

$$TB\ A_{uN} \cong \frac{Z_s}{z_3 + Z_s} \cdot \frac{z_3 (r_{tnt} + z_5' y_m z_4') + (z_4' + r_{tnt})[z_4' \parallel r_{tnt} + z_5' + z_3 y_m \cdot z_4' \parallel r_{tnt}]}{r_{tnt}[z_4' + z_5' + z_3 \parallel Z_s'(1 + y_m z_4')] + z_4'(z_5' + z_3 \parallel Z_s)} \qquad (2.2.38)'$$

Pentru EM-N, se poate observa ca esențial faptul că $| A_{uN} | > 1$, adoptînd simplificările :

$$TCV\ A_{uN} \cong -\frac{z_3 \parallel Z_s'(y_m z_5')}{z_5' + z_3 \parallel Z_s} \cong -y_m (z_3 \parallel Z_s) \text{ dacă } z_5' > z_3 \parallel Z_s \qquad (2.3.32)'$$

$$TU\ A_{uN} \cong -\frac{Z_s}{z_3 + Z_s} \cdot y_m z_3 = -y_m (z_3 \parallel Z_s) \qquad (2.3.33)'$$

$$TB\ A_{uN} \cong -\frac{Z_s}{z_3 + Z_s} \cdot \frac{z_4' z_5' y_m z_5'}{r_{tnt} \mathrm{E} z_4' + z_5' + z_3 \parallel Z_s'(1 + y_m z_4') \mathrm{E} + z_4'(z_5' + z_3 \parallel Z_s)} \cong$$

$$\cong -\frac{z_4' z_5'}{r_{tnt} \mathrm{E} \exists + z_4' z_5'} y_m (z_3 \parallel Z_s) \text{dacă } z_5' > z_3 \parallel Z_s \qquad (2.3.34)'$$

Pentru COL-N, se poate observa ca esențial faptul că $A_{uN} \lesssim 1$, adoptînd simplificările :

$$TCV\ A_{uN} \cong \frac{(z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')}{z_4' + (z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')} \qquad (2.4.33)'$$

$$TU\ A_{uN} \cong \frac{(z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')}{z_4' + z_5' + (z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')} \qquad (2.4.34)'$$

$$TB\ A_{uN} \cong \frac{(z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')}{z_4' + z_5' \parallel r_{tnt} + (z_3 \parallel Z_s)(1 + y_m z_4')} \qquad (2.4.35)'$$

Rezultatele $(A_{uN})_{\mathrm{COM}} > 1$, $(| A_{uN} |)_{\mathrm{EM}} > 1$, $(A_{uN})_{\mathrm{COL}} \lesssim 1$ sînt independente de clasa tehnologică din care face parte DNL-TEP ; ele reflectă o proprietate dependentă *de modul de conectare a* TEP, respectiv o *proprietate funcțională*.

Rezultă implicit, că montajul de bandă mică este acela de tip EM, iar cel de bandă mare este COL, întrucît produsul amplificare-bandă este constant pentru un tip de montaj.

De altfel toate proprietățile puse în evidență în cadrul paragrafelor 2.2 ÷ 2.4 și în LG 2.5.1 ÷ 2.5.3 *sînt funcționale* ; ele caracterizează un anumit tip de montaj fundamental.

În continuare, se vor pune în evidență aspecte fizice valabile pentru oricare dintre montajele fundamentale. Este suficient să se observe, de pildă, forma relațiilor (2.2.36)' ÷ (2.2.38)' sau (2.3.32)' ÷ (2.3.34)', sau (2.4.33)' ÷ (2.4.35)' ca să se constate că ea se complică, în cadrul aceluiași montaj, de la TCV spre TB, chiar și cu simplificarea $Z_{ss} = 0$. Observația rămîne valabilă pentru orice altă caracteristică funcțională. Totodată, se reamintește că în paragrafele 2.2 ÷ 2.4 s-au exprimat parametrii MF și factorii săi de amplificare în curent și în putere prin intermediul factorului de amplificare în tensiune la fiecare montaj fundamental, așa încît o complicare în expresia lui A_u înseamnă, implicit, o complicare în expresia parametrilor și a celorlalți factori de amplificare menționați. Așa încît se poate vorbi de o complexare a modelului CUAG, de la TCV, la TU și, respectiv, la TB.

Scanned with OKEN Scanner

Prin ea, se pun în evidență aspecte fizice foarte importante. Astfel :

— la TCV, FPS parcurge un spațiu de tranzit în care întîlnește moleculele rămase din procesul vidării ($<10^{-6}$ torri), deci o materie rarefiată cu care interacționează slab ;

— la TU și TB, FPS parcurge un spațiu de tranzit de corp solid cu materie foarte densă ($10^{22 \div 26}$ atomi/cm^3 [40]) cu care el interacționează intens.

Totodată trebuie remarcat că : la TCV spațiul vidat e omogen, la TU, în canal, el este de asemenea omogen, doparea fiind efectuată la polaritatea FPS care-l străbate ; în timp ce la TB, cele trei regiuni semiconductoare parcurse de FPS sînt diferite ca dopare, sînt joncționate, iar la fiece joncțiune se formează un cîmp de barieră, toate aceste elemente conferind spațiului de tranzit din TB o profundă neomogenitate.

Se poate conchide că, cu cît se densifică materia în spațiul de tranzit al FPS, cu cît crește gradul său de neomogenitate, cu atît e mai intensă intervenția rețelei DNL în determinarea proprietăților sale funcționale.

În lucrare, aceste aspecte fizice inedite nu sînt doar comentate calitativ, ci, așa cum o dovedesc calculele întregului Capitol II, se determină cantitativ, la fiece parametru și factor de transfer, cum și cu cît contribuie rețeaua DNL la stabilirea legăturilor fizice dintre natura, gradul de neomogenitate al spațiului de tranzit și transferul FPS, în regim static, monoarmonic și de comutație. În fond, acesta e conținutul capitolului II.

Trebuie menționat că modelul CUAG propus aici nu este restrictiv, așa încît rețeaua DNL poate fi modelată la rîndul ei cu forme analitice de orice complexitate.

Etapele *d*) și *e*) se bazează pe RMG stabilite în paragrafele 2.2 ÷ 2.4. Parte din aspectele acestor etape au fost deja analizate în LG în care s-au stabilit nulurile și polii A_u.

Sigur, rezolvarea integrală a acestor etape ar aduce noi aspecte privitor la :

— variația Y_k cu pulsația în modul și fază, ca RMG ;

— variația $A_{u,v}$ cu pulsația în modul și fază, ca RMG ;

— zonele de stabilitate, instabilitate ale MF cu pulsația.

Apoi, prin etapa *e*), s-ar rezolva și *un aspect de predicție asupra rețelei* CUAG : cum să fie construită tehnologic rețeaua CUAG, respectiv DNL, așa ca să se obțină un răspuns idealizabil la un CA echipat cu Z_s, Z_{ss}, Z_c de structurile indicate.

Studiul ar fi extrem de amplu*. Pentru nevoile practice, pentru datele necesare evaluării răspunsului în timp al CA se consideră ca satisfăcătoare calculele LG 2.2.3, 2.2.6, 2.3.3, 2.3.6, 2.4.3, 2.4.6.

2.5.5. Concluzii la capitolul II.

Capitolul II constituie nucleul teoriei unitare a CIE (CIEA). Aici se stabilesc RMG, RPT, RPZ, RPE și se analizează cu ajutorul lor comportarea de bază a fiecărui MF.

În capitolul II se modelează analitic, MCC ale CA în cele trei MF, în cele mai generale condiții de lucru, formulîndu-se analiza lor funcțională. Pentru

---

* În cadrul lucrării „Structuralizare în electronică" care se speră să apară în Editura Academiei R.S.R., se vor prezenta în lărgime aceste aspecte originale.

Scanned with OKEN Scanner

ușurarea calculelor practice se deduc și structuri simplificate ale MCC, stabilindu-se în mod original o corespondență între regimul de clasă A, cu variații mici în jurul unui punct de funcționare al DNL, și dezvoltarea în serie Mac-Laurin a oricărui RMG.

Exemplificarea e făcută în lucrare pentru Y_{intr}, $Y_{teș\ s}$, $Y_{teș\ ss}$. Trebuie remarcat că studiul prezentat este numai o incursiune în teoria unitară a CA și că, așa cum s-a mai menționat, există o deschidere foarte largă a tratării acestor RMG, care vor aduce noi aspecte teoretice și practice privind legătura dintre organizarea diferită a aceleiași structuri și funcționalitatea ei.

Dată fiind mulțimea prelucrărilor necesitate de o tratare completă a teoriei unitare, ea nu poate fi adusă la îndeplinire decît cu ajutorul CE.

Pentru a urmări pas cu pas sinteza capitolului II, se poate parcurge organigrama 2.

÷

Scanned with OKEN Scanner

ORGANIGRAMA 2

• Indiferent că CA lucrează în regim armonic sau de impulsuri, liniar sau neliniar, *schema echivalentă a DNL în regim dinamic reprezintă o schemă de cuadripol* care, ca și CA, este unul *activ, generalizat,* abstract sau CUAG (§ 2.1).

• Studiul analitic al schemei CUAG cu sarcină generalizată conduce la stabilirea relațiilor de maximă generalitate (RMG) pentru toți parametrii de cuadripol și factorii săi de transfer (ceea ce se explicitează în §2.2÷2.4).

•• Se pun bazele tratării analitice a CA/AI generalizat în regim staționar și dinamic, respectiv se determină relațiile de maximă generalitate (RMG) ale :

• factorilor de amplificare (transfer K) în tensiune și în curent A_u, A_i (și de putere $A_p = A_u \cdot A_i$).

• parametrilor de tip admitanță : Y_{intr} – intrare, Y_{tr} – transfer, Y_r – reacție, $Y_{ieș}$ – ieșire – ce caracterizează CUAG cu sarcină generalizată. Calculele se efectuează pe schema π – generalizată a CUAG.

•• Se asigură calculul complet al mărimilor menționate mai sus pentru toate cele trei montaje fundamentale COM, EM, COL, folosind următoarea metodă :

• plasînd generatorul de semnal în electrodul de intrare ; ceea ce corespunde regimului normal N de lucru al CUAG, și calculînd mărimile ce rezultă prin acest amplasament al excitației : A_{uN}, A_{iN}, (A_{pN}), Y_{intr}, Y_{tr}.

• plasînd generatorul de semnal în electrodul de ieșire, ceea ce corespunde unui regim invers I de lucru al CUAG, denumit regimul invers I1 ; cu acest amplasament se pot stabili : A_{uI1}, A_{iI1}, (A_{pI1}), $Y_{ieș\,s}$, $Y_{r\,s}$;

• plasînd generatorul de semnal în electrodul comun, ceea ce corespunde de asemenea unui regim invers I de lucru al CUAG, denumit regimul invers I2 ; cu acest amplasament se pot stabili : A_{uI2}, A_{iI2}, (A_{pI2}), $Y_{ieș\,ss}$, $Y_{r\,ss}$.

Toate aceste mărimi se determină în { LG 2.2.1 A și B, 2.2.4 A și B, 2.2.7 A și B ; 2.3.1 A și B, 2.3.4 A și B, 2.3.7 A și B ; 2.4.1 A și B, 2.4.1 A și B

•• Din RMG rezultate, se pot deduce : variația A_u, A_i (A_p) cu frecvența/polii și zerourile factorilor de transfer/stabilitatea montajelor fundamentale COM, EM, COL/condițiile practice în care factorii de transfer și respectiv montajele fundamentale devin idealizabile/frecvența înaltă limită *(f.i.)* și

Scanned with OKEN Scanner

joasă limită (*f.j.*) ce delimitează banda CA/AI ca SS idealizabil, respectiv banda filtrului trece bandă (FTB) la care se reduce din acest punct de vedere un CA/AI/timpul de comutație t_c și căderea de amplitudine ΔA ale COM, EM, COL cu sarcină generalizată, în regim de impulsuri (AI)/transformările de impedanță datorate procesului de amplificare – sau „efectul Miller generalizat" cum este denumit în lucrare/ș.a.

Toate aceste aspecte se determină în LG 2.2.2, 2.2.3/2.2.5, 2.2.6/2.2.8// 2.3.2, 2.3.3/2.3.5, 2.3.6/2.3.8// 2.4.2, 2.4.3/2.4.5, 2.4.6.

• Calculele din LG terminate cu cifrele 2, 5, 8... sînt efectuate pe RMG particularizate din punct de vedere tehnologic (RPT)/ al sarcinii, considerînd $Z_{ss}=0$ (RPZ)/și al amplitudinii excitației, considerînd regimul de clasă A (RPE).

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul III

Aspecte practice rezultate din analiza funcțională a MF

Formele RMG sînt cele mai complete pentru modelarea analitică a MCC ale MF. Folosirea lor în proiectarea curentă, fără calculator electronic, este însă greoaie. Așa cum s-a mai indicat, pentru calculele practice imediate se poate înlocui forma RMG printr-una din formele particulare, sau chiar prin formele aproximative rezultate din dezvoltarea RMG în serie MAC-LAURIN.

În acest capitol se arată și o altă cale de calcul simplificat privitoare însă la răspunsul CA. Pentru aceasta se vor folosi RMG și TFI specifice unui MF, ca și influența pe care o are impedanța de sarcină Z_s și cea de cuplaj Z_c asupra răspunsului în timp al CA, respectiv asupra regimului tranzitoriu și asupra celui staționar.

Ideea de bază pentru calculul simplificat al $r_{(t)}$ este *cumularea de efecte integratoare și derivatoare* care vin din partea CUAG, a Z_s, a Z_c.

Întrucît în RMG aceste efecte sînt întrețesute, nedistincte, primul pas care trebuie făcut va fi acela al separării efectelor structurilor menționate și al doilea va fi acela al unificării, însumării acestor efecte.

De asemenea, pe aceeași idee a cumulării de efecte integratoare și derivatoare, se va indica și influența impedanței Z_{ss} sau a altor impedanțe ce echipează electrozi secundari asupra răspunsului $r_{(t)}$.

În finalul capitolului se fac referiri asupra amplificatorului integrat, ca un complet în care sînt cumulate avantajele montajelor fundamentale COM, EM, COL și în care este evidențiată utilizarea acestui principiu al cumulării de efecte integratoare și derivatoare ale structurilor în răspunsul său în timp.

3.1. Contribuția structurilor pasive Z_s și Z_c la răspunsul CA/AI

3.1.1. Separarea efectelor Z_s, Z_c asupra $r_{(t)}$

Așa cum s-a precizat în paragraful 1.4 (tabelul 1.4.1) se disting Z_sPR și Z_sPL, respectiv Z_cPC și Z_cPL. Uzual Z_sPR se asociază cu Z_cPC, iar Z_sPL cu Z_cPL (fig. 3.1.1, *a*), respectiv 3.1.2, *a*) ; schemele lor echivalente din punct de vedere dinamic sînt alăturate (fig. 3.1.1, *b*), respectiv 3.1.2, *b*) [20], [21], [124], [127].

Scanned with OKEN Scanner

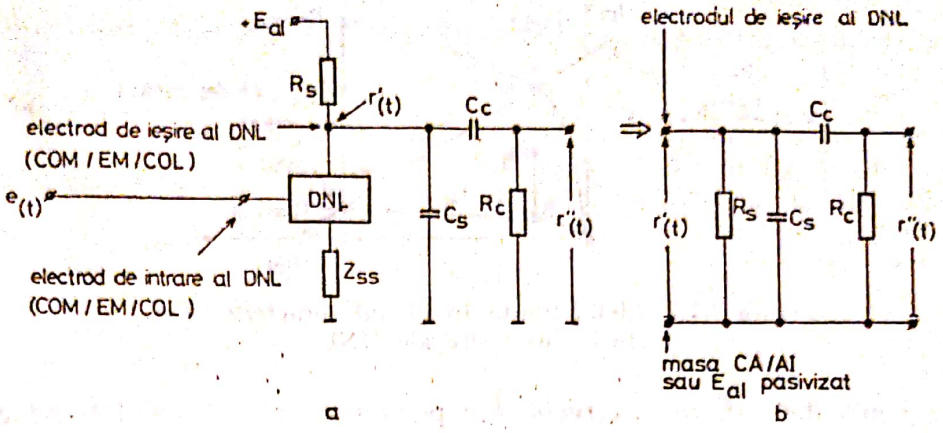


Figura 3.1.1. *a)* şi *b)* : *a)* AI-Z_sPR şi semnalele rezultate înainte şi după cuplajul Z_{c2} ; *b)* schema echivalentă a Z_{sc}

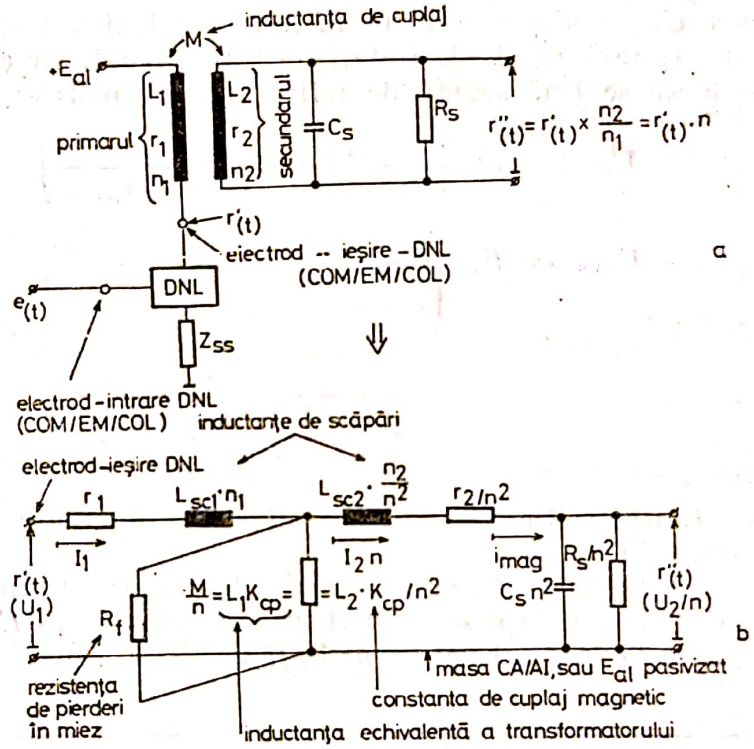


Figura 3.1.2. *a)* şi *b)* : *a)* AI-Z_sPL şi semnalele rezultate înainte şi după cuplajul Z_{c2} ; *b)* schema echivalentă a Z_{sc}

Se consideră că în prezenţa excitaţiei punctul de funcţionare al DNL efectuează în planul caracteristicilor de ieşire un *ciclu complet de comutaţie* (fig. 3.1.3), care se compune din *patru timpi** :

— un timp de *comutaţie inversă* t_{ci}, pe cursa M_2BM_1 (CI), pe care viteza v_M a punctului de funcţionare M este foarte mare ($v_M \gg$).

— un timp de regim cvasistaţionar CVS1 — în M_1, sau un timp de palier t_{p1} ; viteza v_M este practic nulă ($v_M \cong 0$).

* Analiza oricărui circuit caracteristic din categoriile CIC se va face în această lucrare pe cei patru timpi ai ciclului de comutaţie (sau de basculare).

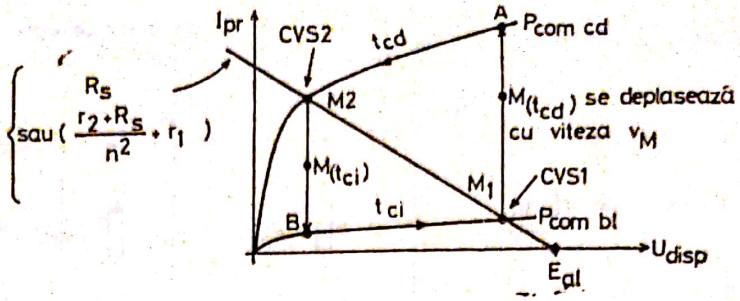


Figura 3.1.3. Ciclul limită în planul caracteristicilor statice de ieşire ale DNL

— un timp de *comutaţie directă* t_{cd} pe cursa M_1AM_2 (CD), pe care viteza v_M a punctului de funcţionare M este foarte mare ($v_M \gg$).

— un timp de regim cvasistaţionar CVS2 — în M_2 de exemplu, sau un timp de palier t_{p2}; viteza v_M este practic nulă ($v_M \cong 0$).

Amplitudinea $U_{ieş}$ realizabilă între M_1M_2 se calculează distinct pentru Z_sPR (relaţia 3.1.1) faţă de Z_sPL (relaţia 3.1.2) întrucît în cazul transformatorului trebuie să se ţină seama de reflectările de rezistenţă în primar:

$$U_{ieş}\,|_{Z_sPR} = U_{CVS1} - U_{CVS2} = E_{al}\left(\frac{r_{ieş\ bl}}{R_s + r_{ieş\ bl}} - \frac{r_{ieş\ cd}}{R_s + r_{ieş\ cd}}\right) \tag{3.1.1}$$

$$U_{ieş}\,|_{Z_sPL} = U_{CVS1} - U_{CVS2} = E_{al}\left(\frac{r_{ieş\ bl}}{r_1 + r_{ieş\ bl} + \frac{r_2 + R_s}{n^2} \parallel R_f} - \right.$$

$$\left. - \frac{r_{ieş\ cd}}{r_{ieş\ cd} + r_1 + \frac{r_2 + R_s}{n^2} \parallel R_f}\right) \tag{3.1.2}$$

Valoarea reactanţelor din structurile pasive diferă cu frecvenţa excitaţiei conform cu tabelul 3.1.1.

Pentru a avea o referinţă în succesiunea celor „patru timpi" se va considera DNL cu FPS negativ (pe scurt DNL-n) alimentat la „$+E_{al}$". Calitativ, caracterul integrator la *if* şi cel derivator la *jf* se poate urmări prin interme-

Tabelul 3.1.1

Tipul Z	Z_sPR	Z_sPL	Z_cPC	Z_cPL
— elemente reactive	inerţii mici C_s	inerţii mici C_s; L_{sc1} şi $L_{sc2} \Rightarrow L_{sc}$	inerţii mari C_c	inerţii mari $L_1K_{cp}\left(\frac{M}{n}\right)$
— reactanţă	$-1/\omega C_s$	$-\frac{1}{\omega C_s}$; ωL_{sc}	$-1/\omega C_c$	$\omega L_1 K_{cp}$
— poziţia faţă de semnal	$\parallel$	$\parallel$; Σ	Σ	$\parallel$
— contribuţia preponderentă	la $if\Rightarrow$ $t_{cd,\ ci}$	la $if\Rightarrow$; la $if\Rightarrow$ $t_{cd,\ ci}$ $t_{cd,\ ci}$	la $jf\Rightarrow$ CVS 1,2	la jf CVS 1,2

Scanned with OKEN Scanner

diul explicațiilor prescurtate prilejuite de limbajul formal utilizat în lucrare (fig. 3.1.4) :

$$t_{ct} \Rightarrow v_M \gg \Rightarrow \exists \omega_i = \frac{\pi}{t_{ct}} \Rightarrow \begin{cases} |X_C| = (\omega_i C)^{-1} \begin{cases} C_s \uparrow \\ C_c^{sc} \end{cases} \\ X_L = \omega_i L \begin{cases} L_{sc} \downarrow \\ L_1 K_{cp}^{G} \end{cases} \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} A'' \text{ și } t_{ct} \text{ se re-} \\ \text{produc identic în} \\ r''_{(t)} \text{ (curba } c, d) \end{array}} \qquad (3.1.3)$$

$$t_{p1} \Rightarrow v_M = 0 \Rightarrow \exists \omega_j \Rightarrow \begin{cases} |X_C| = (\omega_j C)^{-1} \begin{cases} C_s \uparrow \uparrow \\ C_c \uparrow \end{cases} \\ X_L = \omega_j L \begin{cases} L_{sc} \uparrow \downarrow \\ L_1 K_{cp} \downarrow \end{cases} \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} r''_{(t)} \downarrow \Rightarrow \text{apare } \Delta A^+ \\ \text{(curba } d) \end{array}} \qquad (3.1.4)$$

$$t_{cd} \Rightarrow v_M \gg \Rightarrow \exists \omega_i = \frac{\pi}{t_{cd}} \Rightarrow \begin{cases} |X_C| = (\omega_i C)^{-1} \begin{cases} C_s \downarrow \\ C_c^{sc} \end{cases} \\ X_L = \omega_i L \begin{cases} L_{sc} \uparrow \\ L_1 K_{cp}^{G} \end{cases} \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} A'' \text{ și } t_{cd} \text{ se re-} \\ \text{produc identic în} \\ r''_{(t)} \text{ (curba } c, d) \end{array}} \qquad (3.1.5)$$

$$t_{p2} \Rightarrow v_M = 0 \Rightarrow \exists \omega_j \Rightarrow \begin{cases} |X_C| = (\omega_j C)^{-1} \begin{cases} C_s \uparrow \downarrow \\ C_c \downarrow \end{cases} \\ X_L = \omega_j L \begin{cases} L_{sc} \uparrow \uparrow \\ L_1 K_{cp} \uparrow \end{cases} \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} r''_{(t)} \uparrow \Rightarrow \text{apare } \Delta A^- \\ \text{(curba } d) \end{array}} \qquad (3.1.6)$$

Poziția elementelor reactive (inerțiilor) corespunzătoare acestor reactanțe în raport cu semnalul determină contribuții distincte ale Z_s, Z_c la răspunsul CA/AI (fig. 3.1.4).

De altfel, o parte din ceea ce s-a sintetizat în tabelul 3.1.1, rezultă de asemenea din logigramele 2.2.3, 2.2.6, 2.3.3, 2.3.6, 2.4.3, 2.4.6 unde se vede că Z_s contribuie preponderent la *if*, pentru că intervine în relația *polului*, în expresia constantei de timp limitative τ_i — și nu apare deloc în expresia *nulului*, respectiv a lui τ_j. Se atrage atenția că pentru regimul de lucru I1, I2, locul lui Z_s e luat de r_{gen} în relațiile $\tau_{jI1,\,2}$.

În logigramele paragrafelor 2.2 ÷ 2.4 s-au stabilit RMG, particularizabile în funcție de condițiile de lucru. Printre aceste condiții este și aceea în care cea mai importantă contribuție în stabilirea τ_i, τ_j revine impedanțelor Z_s, Z_c. În acest caz e utilă cunoașterea separată a efectelor integratoare sau derivatoare ale DNL de cele corespunzătoare ale Z_s sau Z_c. Pentru aceasta în lucrare se propune calea :

— se calculează direct pe RMG

$$\lim_{R_s \to \infty} \begin{cases} A_{uN(0)} = A_{uN(0)|DNL} = A_{uN(0)max} \\ \tau_{iNmin} = \tau_{iN|DNL} \\ Z_{ieş} \Rightarrow r_{ieş(Z_s=\infty)} \end{cases} \qquad \lim_{r_{gen} \to \infty} \begin{cases} A_{uI(0)} = A_{uI(0)|DNL} = A_{uI(0)max} & (3.1.7) \\ \tau_{iImin} = \tau_{i1}|_{DNL};\ \text{regimul I} = \text{I1/12} & (3.1.8) \\ Z_{intr} \Rightarrow r_{intr(r_{gen}=\infty)} & (3.1.9) \end{cases}$$

pentru care rezultă răspunsurile $r'_{(t)}$ cu amplitudinea A'.

Scanned with OKEN Scanner

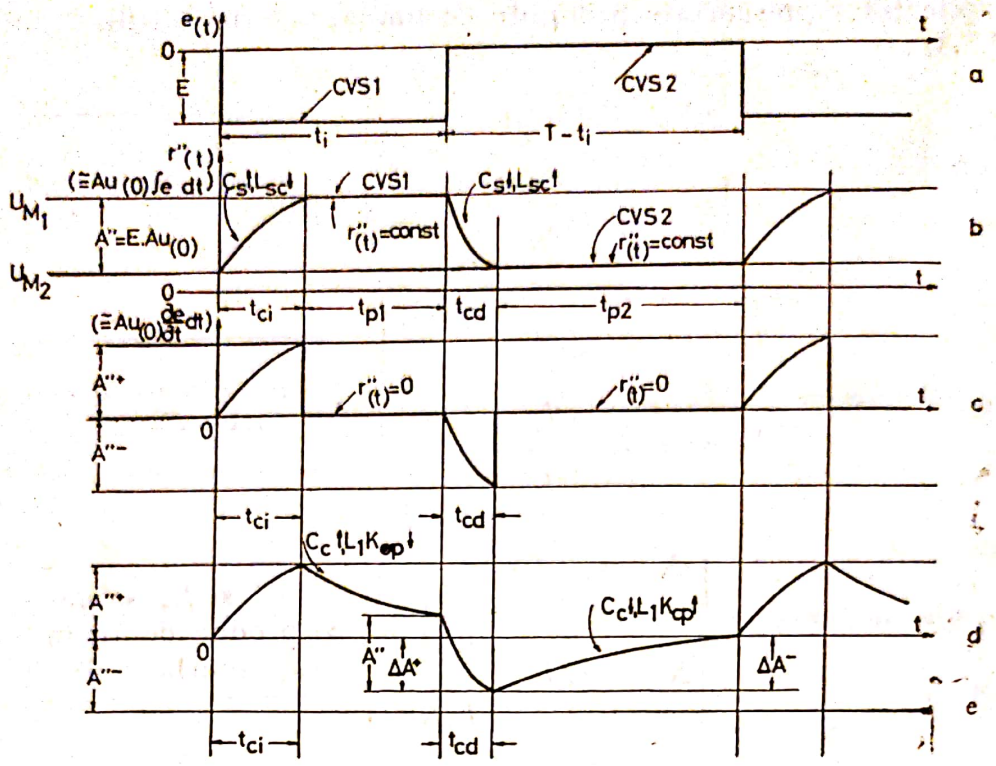


Figura 3.1.4. Diagramele de variație ale : *a)* excitației ($e_{(t)}$) și *b)* răspunsului înainte ($r'_{(t)}$) și după ($r''_{(t)}$) cuplajul cu Z_{c_2} la două constante de timp de cuplaj ; *c)* mică, *d)* mare în raport cu durata t_i a impulsului aplicat.

Se consideră $r_{(t)}$ (amplitudine A) valoarea ideală a răspunsului obținută la :

$$r_{ieș} \cong 0 \Rightarrow r_{ieș} \ll \begin{cases} R_s \text{ la } Z_sPR \\ r_1 + \dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \parallel R_f \text{ la } Z_sPL \end{cases} \tag{3.1.10}$$

— se calculează factorul de transfer și constantele de timp pentru structurile Z_s, Z_c la intrarea cărora se aplică $r'_{(t)}$, rezultînd $r''_{(t)}$ cu amplitudinea A'' :

$$K_{(j\omega)} = \frac{r''_{(t)}}{r_{(t)}} = K_{(0)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_s} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j\omega\tau_c}} \tag{3.1.11}$$

unde : $K_{(0)}$ va afecta $A_{u(0)} \mid Z_s = \infty$;

τ_s, constanta de timp limitativă la *if* a Z_s este contribuția Z_s la τ_i ;

τ_c, constanta de timp limitativă la *jf* a Z_c este contribuția Z_c la τ_j.

— se calculează răspunsul în timp $r''_{(t)}$ în funcție de încărcările sau descărcările de capacități ($C\uparrow/C\downarrow$) și de inductanțe ($L\uparrow/L\downarrow$) ; $K_{(0)}$ va afecta amplitudinea A'', τ_s — timpul de comutație t_c, făcînd parte din el ($\mathcal{P}$) iar τ_c — căderea de amplitudine ΔA.

În lucrare se calculează regimul N, făcîndu-se distincția dintre $r_{ieș\ cd}$ (la conducție), care apare pe traseul M_1AM_2 și în M_2 și $r_{ieș\ bl}$ (la blocare), care apare pe traseul M_2BM_1 și în M_1. Prin urmare constantele de timp limitative sînt diferite pe cele două t_c și respectiv pe cele două CVS.

Calculele pentru Z_s sînt grupate în logigramele 3.1.2 (Z_sPR), 3.1.3 (Z_sPL) iar cele pentru Z_c se găsesc în logigramele 3.1.4 (Z_cPC), 3.1.5 (Z_cPL).

Logigrama 3.1.2. *CALCULUL Z_sPR LA ÎF*

$K_{(j\omega)}$		$r''_{(t)}$	Relația
	$K_{(j\omega)} = K_{(0)} \times \frac{1}{1+j\omega\tau_s} \Rightarrow$ pol		(3.1.12)
Z_sPR	unde $K_{(0)} = \frac{R_s}{r_{ieș}+R_s} = \begin{cases} \rightarrow K_{(0)bl} \\ \rightarrow K_{(0)cd} \end{cases}$		(3.1.13)
la *if*	$\tau_s = C_s \cdot (r_{ieș} \parallel R_s) = \begin{cases} \rightarrow \tau_{s\,bl} \Rightarrow \omega_{s\,bl} \\ \rightarrow \tau_{s\,cd} \Rightarrow \omega_{s\,cd} \end{cases}$		(3.1.14)
	$\varphi_K = -$ arctg $\omega\tau_s \Rightarrow$ defazare în urmă		(3.1.15)
		$C_s\uparrow \Rightarrow u_{ieș} \doteq A \underbrace{\frac{R_s}{r_{ieș\,bl}+R_s}}_{A''_{bl}} (1-e^{-t/\tau_{s\,bl}})$ (t_{ci})	(3.1.17)
		unde $\tau_{s\,bl} = C_s \cdot (r_{ieș\,bl} \parallel R_s)$	(3.1.18)
		$C_s\downarrow \Rightarrow u_{ieș} = A \cdot \underbrace{\frac{R_s}{r_{ieș\,cd}+R_s}}_{A''_{cd}} e^{-t/\tau_{s\,cd}}$ (t_{cd})	(3.1.19)
		unde $\tau_{s\,cd} = C_s \cdot (r_{ieș\,cd} \parallel R_s)$	(3.1.20)

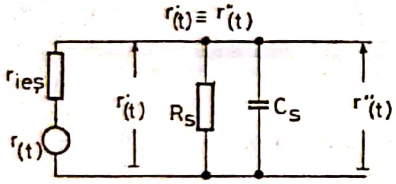


Figura 3.1.5. Schema echivalentă dinamică pentru înaltă frecvență la ieșirea CA-Z_sPR

Consecințe:

1° La $r_{ieș} \ll R_s \Rightarrow K_{(0)} = 1$, $\tau_{s\,bl} > \tau_{s\,cd}$
$\tau_{s\,bl}$, $\tau_{s\,cd}$ = f(DNL)

2° La $r_{ieș} \gg R_s \Rightarrow K_{(0)} \ll 1$, $\tau_{s\,bl} = \tau_{s\,cd} = \tau_s = C_s R_s$ $\tau_s = f(R_s)$

3° La $r_{ieș} \sim R_s \Rightarrow K_{(0)} < 1$ $\tau_{s\,bl} > \tau_{s\,cd}$
$\tau_{s\,bl}$, $\tau_{s\,cd}$ = f(R_s, DNL)

4° La $\omega = \tau_s^{-1} \Rightarrow |K_{(\omega_s)}| = \frac{K_{(0)}}{\sqrt{2}}$, $\varphi_K = -45°$ (3.1.16)

1° $A''_{bl} = A''_{cd} = A$, la τ_s același comentariu ca la coloana $K_{(j\omega)}$ $t_{ci} > t_{cd}$ t_{ci}, t_{cd} = f(DNL)

2° $A''_{bl} \ll A'_{cd}$, la τ_s același comentariu ca la coloana $K_{(j\omega)}$ $t_{ci} \neq t_{cd}$ $\mathcal{P}t_{ci,\,cd} = f(R_s)$

3° $A''_{bl} < A''_{cd}$ la τ_s același comentariu ca la coloana $K_{(j\omega)}$ $t_{ci} > t_{cd}$ $t_{ci,\,cd}$ = f(DNL, R_s)

4° La timpul de comutație al DNL (cu $Z_s = \infty$) se adaugă contribuția Z_s: $\mathcal{P}t_c = \pi\tau_s$ (3.1.21)

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 3.1.3. *CALCULUL Z_sPL LA ÎF*

$K_{(j\omega)}$ $\qquad\qquad$ $r''_{(t)}$

$$K_{(j\omega)} = K_{(0)} \times \frac{1}{1 + j\omega\tau_s} \Rightarrow \text{(pol)} \qquad (3.1.22)$$

unde $K_{(0)} = \dfrac{R_s/n^2}{r_{ieș} + \underbrace{r_1 + \left(\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f\right)}_{R''_{ext}}} =$

$$= \frac{R_s/n^2}{\Sigma R} = \begin{cases} \rightarrow K_{(0)\ cd} \\ \rightarrow K_{(0)\ bl} \end{cases} \qquad (3.1.23)$$

$$\tau_s \cong \frac{L_{sc1}n_1 + L_{sc2}n_2/n^2}{\Sigma R} + C_s n^2 \cdot \left[\frac{R_s}{n^2} \Big\| \left(r_{ieș} + r_1 + \frac{r_2}{n^2}\right)\right] =$$

$$= \tau_{L_{sc}} + \tau_{C_s} = \omega_s^{-1} = \begin{cases} \rightarrow \tau_{s\ cd} \\ \rightarrow \tau_{s\ bl} \end{cases} \qquad (3.1.24)$$

$$\varphi_K = -\text{arc tg}\ \omega\tau_s \ \text{(defazare în urmă)} \qquad (3.1.25)$$

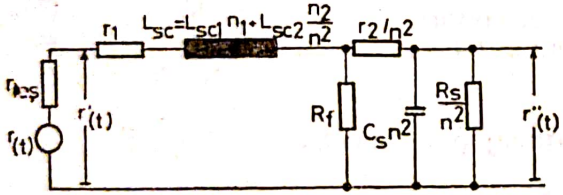


Figura 3.1.6. Schemă echivalentă dinamică pentru înaltă frecvență la ieșirea CA-Z_sPL

Observații :

1° $\omega^2 L_{sc} C_s R_s$ s-a neglijat

2° La Z_sPL se pun în evidență : o constantă de timp inductivă $\tau_{L_{sc}}$ și una capacitivă τ_{C_s} la *if.*

Consecințe :

1° La $r_{ieș} \ll R_{ext} \Rightarrow \tau_{L_{sc}} = f(R_{ext})$, $\tau_{C_s} \cong f(\text{DNL}) \Rightarrow$
$\Rightarrow \tau_{s\ bl} > \tau_{s\ cd}$

2° La $r_{ieș} \gg R_{ext} \Rightarrow \tau_{L_{sc}} = f(\text{DNL})$, $\tau_{C_s} = f(R_{ext}) \Rightarrow$
$\Rightarrow \tau_{s\ bl} < \tau_{s\ cd}$

3° La $r_{ieș} \sim R_{ext} \Rightarrow \tau_{L_{sc}}, \tau_{C_s} = f(\text{DNL}, R_{ext}) \Rightarrow \tau_{s\ bl} \sim \tau_{s\ cd}$

4° La $\omega = \tau_s^{-1} \Rightarrow |K_{(\omega_s)}| = \dfrac{K_{(0)}}{\sqrt{2}}$, $\varphi_K = -45°$ $\qquad (3.1.26)$

$$\begin{cases} L_{sc}\uparrow \\ C_s \downarrow \\ (t_{cd}) \end{cases} \Rightarrow u_{ieș} = \underbrace{A''_{cd}(1 - e^{-t/\tau_{L_{sc}cd}})}_{\text{acum } i_{mag}\uparrow} \cdot e^{-t/\tau_{C_s cd}} \qquad (3.1.27)$$

unde $A''_{cd} = A \dfrac{r_1 + \dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f}{r_{ieș\ cd} + r_1 + \left(\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f\right)} \times \dfrac{\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f}{r_1 + \dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f} \times$

$$\times \frac{R_s/n^2}{\dfrac{r_2 + R_s}{n^2}} = A \frac{R_s/n^2}{\Sigma R_{cd}} \times \frac{R_f}{\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} + R_f} \cong A \frac{R_s/n^2}{\Sigma R_{cd}} \qquad (3.1.28)$$

$$\tau_{L_{sc}\ cd} = \frac{L_{sc1}n_1 + L_{sc2}n_2/n^2}{r_{ieș\ cd} + r_1 + \left(\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f\right)} = \frac{L_{sc}}{\Sigma R_{cd}} \qquad (3.1.29)$$

$$\tau_{C_s\ cd} = C_s n^2 \left\{\frac{R_s}{n^2} \Big\| \left[\frac{r_2}{n^2} + R_f \Big\| (r_{ieș\ cd} + r_1)\right]\right\} \qquad (3.1.30)$$

$$\tau_{s\ cd} \cong (\tau_{L_{sc}} + \tau_{C_s})\big|_{cd} \qquad (3.1.31)$$

$$\begin{cases} L_{sc}\downarrow \\ C_s \uparrow \\ (t_{cl}) \end{cases} \Rightarrow u_{ieș} = A'' \cdot \underbrace{e^{-t/\tau_{L_{sc}bl}}}_{\text{acum } i_{mag}\downarrow} (1 - e^{-t/\tau_{C_s bl}}) \qquad (3.1.32)$$

unde $A''_{bl} = A \dfrac{R_s/n^2}{\Sigma R_{bl}} + \dfrac{R_f}{\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} + R_f} \cong A \dfrac{R_s/n^2}{\Sigma R_{bl}}$ $\qquad (3.1.33)$

$$\tau_{L_{sc}\ bl} = \frac{L_{sc}}{\Sigma R_{bl}} \qquad (3.1.34)$$

$$\tau_{C_s\ bl} = C_s n^2 \left\{\frac{R_s}{n^2} \Big\| \left[\frac{r_2}{n^2} + R_f (r_{ieș\ bl} + r_1)\right]\right\} \qquad (3.1.35)$$

$$\tau_{s\ bl} \cong (\tau_{L_{sc}} + \tau_{C_s})\big|_{bl} \qquad (3.1.36)$$

Consecințe :

1° Se conservă consecințele trase la $K_{(j\omega)}$ privitor la τ_s, cu completările corespunzătoare pentru A'' și t_{cd}, t_{cl} după modelul logigramei 3.1.2

2° O extindere a consecinței 3° arată că :

$$\tau_{L_{sc}\ cd} > \tau_{L_{sc}\ bl},\ \tau_{C_s\ cd} < \tau_{C_s\ bl} \Rightarrow \tau_{s\ cd} \sim \tau_{s\ bl}$$

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 3.1.4. *CALCULUL Z_cPC LA JF*

$K_{(j\omega)}$

$$K_{(j\omega)} = \frac{R_c}{r_{ieş} \parallel R_s + \dfrac{1}{j\omega C_c} + R_c} = \frac{R_c}{r_{ieş} \parallel R_s + R_c} \times \times \frac{1}{1 + j\omega\tau_c} \quad (3.1.37)$$

$$\text{unde } K_{(0)} = \frac{R_c}{r_{ieş} \parallel R_s + R_c} = \begin{cases} \rightarrow K_{(0)\ cd} \\ \rightarrow K_{(0)\ bl} \end{cases} \quad (3.1.38)$$

$$\tau_c = C_c(r_{ieş} \parallel R_s + R_c) = \begin{cases} \rightarrow \tau_{c\ cd} \\ \rightarrow \tau_{c\ bl} \end{cases} \quad (3.1.39)$$

$$\varphi_K = + \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{\omega\tau_c} \quad (3.1.40)$$

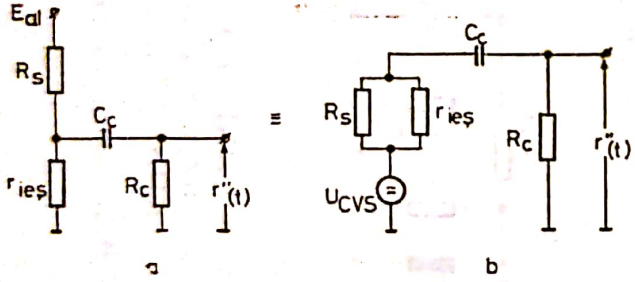


Figura 3.1.7. *a)* şi *b)*; *a)* Ieşirea CA-Z_cPR cu Z_cPC; *b)* Schema echivalentă dinamică pentru joasă frecvenţă la ieşirea CA

Consecinţe:

1° La $r_{ieş} < R_s \Rightarrow \tau_c = f(\text{DNL}, Z_c)$, $\tau_{c\ bl} > \tau_{c\ cd}$
2° La $r_{ieş} > R_s \Rightarrow \tau_c = f(R_s, Z_c)$, $\tau_{c\ bl} = \tau_{c\ cd}$
3° La $r_{ieş} \sim R_s \Rightarrow \tau_c = f(\text{DNL}, R_s, Z_c)$, $\tau_{c\ bl} > \tau_{c\ cd}$
4° La $\omega = \tau_c^{-1} \Rightarrow |K_{(\omega_j)}| = \dfrac{K_{(0)}}{\sqrt{2}}$, $\varphi_K = +45°$ (3.1.41)

Observaţie:

1° Calcule similare rezultă şi pentru $K_{(0)}$ la fiecare din consecinţele 1°, 2°, 3°.

$r''_{(t)}$

$$\begin{cases} C_c\uparrow \quad u_{ieş} = I_{inc(0)} \cdot R_c\, e^{-t/\tau_{c\ bl}} = \underbrace{E_{al} \cdot \dfrac{r_{ieş\ bl}}{R_s + r_{ieş\ bl}}}_{U_{CVS1} = U_{M_1}} \cdot \\ (\text{CVS1} \Rightarrow t_{p1}) \end{cases}$$

$$\cdot \frac{R_c}{r_{ieş\ bl} \parallel R_s + R_c} \cdot e^{-t/\tau_{c\ bl}} \quad (3.1.42)$$

$$\text{unde } \tau_{c\ bl} = C_c(r_{ieş\ bl} \parallel R_s + R_c) \quad (3.1.43)$$

$$U_{ieş(t_{p1})} = r''_{(t_p)} = U_{CVS1} \frac{R_c}{r_{ieş\ bl} \parallel R_s + R_c} \cdot e^{-t_{p1}/\tau_{c\ bl}} \quad (3.1.44)$$

Se stabileşte:

$$\Delta A^+ = U_{ieş(0)} - U_{ieş(t_{p1})} = I_{inc(0)} \cdot R_c(1 - e^{-t_{p1}/\tau_{c\ bl}}) \cong \cong I_{inc(0)} R_c \cdot t_{p1}/\tau_{c\ bl} \quad (3.1.45)$$

$$\begin{cases} C_c\downarrow \quad -u_{ieş} = I_{desc(0)} R_c e^{-t/\tau_{c\ cd}} = (U_{ieş(0)} - \\ (\text{CVS2} \Rightarrow t_{p2}) \end{cases}$$

$$- U_{ieş(t_{p1})}) \frac{R_c}{r_{ieş\ cd} \parallel R_s + R_c} \cdot e^{-t/\tau_{c\ cd}} \quad (3.1.46)$$

$$\text{unde } \tau_{c\ cd} = C_c(r_{ieş\ cd} \parallel R_s + R_c) \quad (3.1.47)$$

$$U_{ieş(t_{p2})} = (U_{ieş(0)} - U_{ieş(t_{p1})}) \frac{R_c}{r_{ieş\ cd} \parallel R_s + R_c} \cdot e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}} \quad (3.1.48)$$

Se stabileşte:

$$\Delta A^- = -I_{desc(0)} R_c(1 - e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}}) \cong \cong -I_{desc(0)} \cdot R_c \cdot t_{p2}/\tau_{c\ cd} \quad (3.1.49)$$

Observaţie

1° Calcule similare se pot efectua şi pentru ΔA^+, ΔA^- în situaţiile indicate la consecinţele 1°, 2°, 3° din coloana $K_{(j\omega)}$.

2° În condiţiile $t_{p1,2} < \tau_{c\ bl,\ cd}$

$$\forall \Delta A \cong U_{ieş} \frac{t_p}{\tau_c} \Rightarrow \frac{\Delta A}{U_{ieş}} = \Delta A_{\%} = \frac{t_p}{\tau_c} = t_p \omega_j \quad (3.1.50)$$

Scanned with OKEN Scanner

Logigrama 3.1.5.

$$K_{(j\omega)}$$

$$K_{(j\omega)} = \frac{\dfrac{\left(\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right)\cdot j\omega L_1 K_{cp}}{\left(\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right)+j\omega L_1 K_{cp}}}{r_{ieș}+r_1+\dfrac{\left(\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right)\cdot j\omega L_1 K_{cp}}{\left(\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right)+j\omega L_1 K_{cp}}} =$$

$$= \frac{\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f}{(r_{ieș}+r_1)+\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f} \times \frac{1}{1+\dfrac{(r_{ieș}+r_1)\,\middle\|\left[\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right]}{j\omega L_1 K_{cp}}} =$$

$$= K_{(0)} \times \frac{1}{1+\dfrac{1}{j\omega\tau_c}} \qquad (3.1.51)$$

unde

$$K_{(0)} = \frac{\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f}{(r_{ieș}+r_1)+\left(\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right)} = \begin{cases}\rightarrow K_{(0)\ cd}\\ \rightarrow K_{(0)\ bl}\end{cases} \qquad (3.1.52)$$

$$\tau_c = \frac{L_1 K_{cp}}{(r_{ieș}+r_1)\,\middle\|\left[\dfrac{r_2+R_s}{n^2}\,\middle\|\,R_f\right]} = \begin{cases}\rightarrow \tau_{c\ cd}\\ \rightarrow \tau_{c\ bl}\end{cases}$$

$$\varphi_K = +\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\omega\tau_c} \qquad (3.1.53)$$

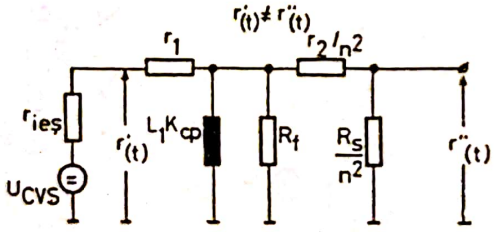


Figura 3.1.8. Schema echivalentă dinamică pentru joasă frecvență la ieșirea CA-Z_sPL cu Z_cPL

Consecințe

$$\begin{aligned}
&1^\circ\ \text{La}\ r_{ieș} < R_s \Rightarrow \tau_c = f(\text{DNL}, L_1),\ \tau_{c\ bl} < \tau_{c\ cd}\\
&2^\circ\ \text{La}\ r_{ieș} > R_s \Rightarrow \tau_c = f(Z_c),\ \tau_{c\ bl} = \tau_{c\ cd}\\
&3^\circ\ \text{La}\ r_{ieș} \sim R_s \Rightarrow \tau_c = f(\text{DNL}, Z_c),\ \tau_{c\ bl} < \tau_{c\ cd}\\
&4^\circ\ \text{La}\ \omega = \tau_c^{-1} \Rightarrow |K_{(\omega_j)}| = \frac{K_{(0)}}{\sqrt{2}},\ \varphi_K + = 45^\circ
\end{aligned} \qquad (3.1.54)$$

Observație :

Calcule similare comportă și $K_{(0)}$, la consecințele 1°, 2°, 3°.

Scanned with OKEN Scanner

$r''_{(t)}$

$$\begin{cases} L_1K_{cp}\uparrow \\ (\text{CVS2} \Rightarrow t_{p2}) \end{cases} \quad u_{ieș} = u_{L_1} \times \frac{R_s/n^2}{\frac{r_2+R_s}{n_2}} = L_1K_{cp} \cdot \frac{di_{inc}}{dt} \cdot \frac{R_s/n^2}{\frac{r_2+R_s}{n^2}} = E_{al}\frac{R_s}{r_2+R_s} \cdot e^{-t/\tau_{inc}} \tag{3.1.55}$$

unde

$$\frac{di_{inc}}{dt} = \frac{d[I_{inc(\infty)}(1-e^{-t/\tau_{inc}})]}{dt} = \frac{I_{inc(\infty)}}{\tau_{inc}} e^{-t/\tau_{inc}} \tag{3.1.56}$$

$$I_{inc(\infty)} = \frac{E_{al}}{(r_{ieș\ cd}+r_1)\left\|\left[\frac{r_2+R_s}{n^2}\right\|R_f\right]}$$

$I_{inc(\infty)}$ = valoarea curentului de magnetizare final $I_{(MF)}$

$$\tau_{inc} \equiv \tau_{c\ cd} = \frac{L_1K_{cp}}{(r_{ieș\ cd}+r_1)\left\|\left[\frac{r_2+R_s}{n^2}\right\|R_f\right]} \tag{3.1.57}$$

Se stabilește :

$$\Delta A^- = U_{ieș(0)} - U_{ieș(t_{p2})} = -\underbrace{E_{al}\frac{R_s}{r_2+R_s}}_{U_{ieș}}(1-e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}}) \tag{3.1.58}$$

$$\Delta A^- \cong -E_{al}\frac{R_s}{r_2+R_s} \cdot t_{p2}/\tau_{c\ cd}$$

$$\begin{cases} L_1K_{cp}\downarrow \\ (\text{CVS1} \Rightarrow t_{p1}) \end{cases} \quad u_{ieș} = E_{al}\frac{R_s}{r_2+R_s} \cdot e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}} \times e^{-t/\tau_{desc}} \tag{3.1.59}$$

unde

$$\tau_{desc} \equiv \tau_{c\ bl} = \frac{L_1K_{cp}}{(r_{ieș\ bl}+r_1)\left\|\left[\frac{r_2+R_s}{n^2}\right\|R_f\right]} \tag{3.1.60}$$

Se stabilește :

$$\Delta A^+ = U_{ieș(0)} - U_{ieș(t_{p1})} = \frac{E_{al}R_s}{r_2+R_s} \cdot e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}}(1-e^{-t_{p1}/\tau_{c\ bl}}) \tag{3.1.61}$$

$$\Delta A^+ \cong \underbrace{E_{al}\frac{R_s}{r_2+R_s}e^{-t_{p2}/\tau_{c\ cd}}}_{U^+_{ieș}} \cdot \frac{t_{p1}}{\tau_{c\ bl}} \tag{3.1.62}$$

Observație

1° Calcule similare consecințelor 1°, 2°, 3° se pot efectua la ΔA^+, ΔA^-.

2° Convențional, $\omega_J = (\tau_c)^{-1}$; atunci

$$\Delta A\,\% = \frac{\Delta A}{U_{ieș}} = \frac{t_p}{\tau_c} = t_p \cdot \omega_J \tag{3.1.63}$$

Scanned with OKEN Scanner

În ultimele două logigrame se întîlnește și formularea „constantă de timp de încărcare" sau „descărcare", ca și „curent de încărcare" (i_{inc}) sau „descărcare" (i_{desc}) sau „curent de magnetizare", (i_{mag}) — pentru identificarea procesului în care se află un element reactiv. Se mai precizează că indicele pus în paranteză la tensiuni și curenți se referă la timp (începutul unui proces ⇒ (0) ; sfîrșitul unui proces ⇒ (∞) ; momentul t_K al unui proces ⇒ (t''_K)).

3.1.2. Cumularea efectelor DNL, Z_s, Z_c asupra $r''_{(t)}$

Conform liniei originale din această lucrare, cumularea efectelor DNL, Z_s asupra lui $r''_{(t)}$, se calculează astfel (se ia cazul regimului N — utilizat curent ; regimurile I1, I2 se calculează similar cu precizarea că τ_s se înlocuiește cu τ_{gen}, τ_c sau $\tau_{c\ intr}$) :

$$A_{uN(0)} \Rightarrow A_{uN(0)max} K_{(0)} = \begin{cases} A_{uN(0)max} \cdot \dfrac{R_c}{r_{ies} \parallel R_s + R_c} \Big|_{Z_sPR, Z_cPC} & (3.1.64) \\ A_{uN(0)max} \cdot \dfrac{\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f}{r_{ies} + r_1 + \dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \Big\| R_f} \Big|_{Z_sPL, Z_cPL} & (3.1.65) \end{cases}$$

↑ de exemplu, relația 3.1.7,

$$\tau_{iN} \Rightarrow \tau_{iN}|_{DLN} + \tau_s = \begin{cases} (\tau_{iN}|_{DNL} + \tau_s)|_{Z_sPR} & (3.1.66) \\ (\tau_{iN}|_{DNL} + \underbrace{\tau_{Lsc} + \tau_{Cs}}_{\tau''_s})\Big|_{Z_sPL} & (3.1.67) \end{cases}$$

↑ de exemplu relația 3.1.8,

$$\tau_{jN} \Rightarrow \frac{\tau_{jNDNL} \times \tau_c}{\tau_{jNDNL} + \tau_c} = \begin{cases} \tau_{jNDNL} \| [C_c(r_{ies} \parallel R_s + R_c)]\,|_{Z_cPG} & (3.1.68) \\ \tau_{jNDNL} \left\| \dfrac{L_1 K_{cp}}{(r_{ies} + r_1) \left\| \left[\dfrac{r_2 + R_s}{n^2} \right\| R_f\right]} \right|_{Z_cPL} & (3.1.69) \end{cases}$$

↑ tabelele {2.2.3, 2.3.3, 2.4.3}

ceea ce determină următoarele limite ale benzii de frecvență a CA/AI și valori ale distorsiunilor funcției indiciale :

$$\omega_i = (\tau_{iN}|_{DNL} + \tau_s)^{-1} \Rightarrow t_c = \pi(\tau_{iN}|_{DNL} + \tau_s) \qquad (3.1.70)$$

$$\omega_j = (\tau_{jN}|_{DNL} \parallel \tau_c)^{-1} \Rightarrow \Delta A\,\% = \frac{t_p}{\tau_{jN}|_{DNL} \parallel \tau_c} \qquad (3.1.71)$$

Contribuția τ_i se poate aproxima și cu ajutorul transformărilor de impedanță ce survin la amplificarea dinamică. Pentru regimul N de exemplu, în tabelele 2.2.2, 2.3.2, 2.4.2 se determină transformarea fundamentală de impedanță (TFI) la COM, EM, COL. Impedanța de intrare, cea asupra căreia se aplică direct excitația $e_{(t)}$, se modifică dinamic. Schema π-a a DNL-extern arată că Z_{intr} are un caracter integrator ; el se conservă în regim de dinamic, dar își modifică valorile elementelor componente conform cu TFI. Din calcule practice [127] rezultă o constantă de timp de intrare în prezența lui Z_s :

Scanned with OKEN Scanner

$\tau_{intr|Z_s} > \tau_{iN|DNL}$ și întrucît în proiectare se uzează de relații acoperitoare, se poate considera :

$$\tau_{iN|DNL} \Rightarrow \tau_{intr|Z_s} \Rightarrow t_c = \pi(\tau_{intr|Z_s} + \tau_s) \tag{3.1.72}$$

* * *

Relațiile stabilite în subparagraful 3.1 pot constitui relațiile curente de calcul, prin care se aproximează destul de fidel RMG ; ele aduc facilități proiectării prin faptul că se poate decide cu ușurință ce factor și în ce sens să fie modificat pentru a avea preponderență fie DNL, fie una din sarcinile externe în asigurarea unei anumite performanțe a CA/AI.

3.2. Performanțe și condiționări ale CA/AI

3.2.1. Precizări la *t.f.*

Observația 1°. La determinarea f_t se mai folosesc în practică următoarele criterii :

* f_t poate să fie frecvența armonicii N care se află într-un anumit raport cu amplitudinea maximă N_{max} din spectrul $e_{(t)}$ de exemplu

$$N_{max}/N(f_t) = 100 \tag{3.2.1}$$

* f_t poate să fie frecvența limită a unei bucle din spectrul $e_{(t)}$; de exemplu, în cazul impulsurilor dreptunghiulare de durată t_i ea poate fi frecvența primei anulări

$$f_t = 1/t_i \tag{3.2.2}$$

* f_t mai poate fi calculat din t_c pe care literatura îl apreciază exclusiv ca :

$$t_c = 2{,}2\tau_s \Rightarrow f_t = \frac{1}{2\pi\tau_s} = \frac{1{,}1}{\pi t_c} \tag{3.2.3}$$

Relația (3.2.1) se pretează la CA în regim armonic.

Relațiile (3.2.2), (3.2.3), folosibile la AI, sînt subiective, nu țin seama de DNL și sînt neconcordante cu performanțele funcției indiciale (tabelul 2.1.1). Se verifică ușor că numai $f_t = 0{,}5/t_c$ este în același timp și $1/(2\pi\tau_t)$ — așa cum se folosește în lucrarea de față.

Observația 2°. Determinarea lui t_c, la un impuls dreptunghiular de durată t_i (sau de palier t_p) ce trebuie amplificat, se face prin relația :

$$t_c \leqslant \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{10}\right) t_i, t_p \tag{3.2.4}$$

Observația 3°. CA/AI studiat pînă acum a avut ca $e_{(t)}$ fie un semnal sinusoidal, fie un salt-treaptă. Cînd $e_{(t)}$ are un timp de tranziție (comutație) nenul, t_{ce}, acesta se regăsește în răspunsul CA/AI :

$$t_{c\,Tot} = t_c + t_{ce} \tag{3.2.5}$$

Scanned with OKEN Scanner

De asemenea, orice alt efect integrator la $r_{(t)}$ se va însuma la t_c:

$$t_{c\,\mathrm{Tot}} = \sum_{i=1}^{n} (t_{ci}) + t_{ce} \tag{3.2.6}$$

Dacă se intenționează reproducerea t_{ce}, atunci se admite o *alungire*:

$$\sum_{i=1}^{n} (t_{ci}) < t_{ce} \text{ și anume } \sum_{i=1}^{n} (t_{ci}) < \frac{t_{ce}}{0{,}5} \tag{3.2.7}$$

3.2.2. Precizări la *j.f.*

Observația 4°. La determinarea f_j se consideră:
— cea mai joasă frecvență din spectrul $e_{(t)} \Rightarrow$

$$f_j = \frac{1}{T} \tag{3.2.8}$$

ceea ce se folosește în special în regim armonic în care T este perioada fundamentalei.
— sau se apreciază căderea de tensiune în funcție de rolul Z_c, respectiv
* dacă e considerat circuit de cuplaj propriu-zis cînd:

$$\Delta A_{\%} \leqslant (1 \div 10)\% \Rightarrow f_j = \frac{\Delta A_{\%}}{2\pi t_p} \tag{3.2.9}$$

* dacă e considerat circuit de derivare propriu-zisă, cînd

$$\Delta A_{\%} = 100\% \tag{3.2.10}$$

deci procesul de atenuare expiră în cadrul $t_p \Rightarrow \left(\tau_c \lesssim \frac{t_p}{3}\right) \Rightarrow f_j \leqslant \frac{1}{6\pi\tau_c}$

Observația 5°. Dacă Z_c e un circuit de derivare propriu-zisă, proiectarea are în vedere următorii parametrii:
— durata impulsului derivat t_{id}, la un nivel α din $U_{ieș}$:

$$\alpha U_{ieș} = U_{ieș}\, e^{-t_{id}/\tau_c} \Rightarrow t_{id} = \tau_c \ln \frac{1}{\alpha} \tag{3.2.11}$$

— influența t_c a lui $r'_{(t)}$ în răspunsul impulsului derivat. Un studiu mai extins al acestei probleme se găsește în [78] și [127]. Concluzia practică este:

$$t_c < \tau_c < \frac{t_{id}}{\ln \frac{1}{\alpha}} \tag{3.2.12}$$

pentru ca amplitudinea impulsului derivat să fie aproape egală cu A'' (amplitudinea $A''_{\max}$ corespunde la $t_{c\,\min}$).

Observația 6°. Alte influențe la *jf*, ca de pildă a lui Z_{ss} (τ_{ss}) sau ale decuplării pe electrozii secundari (τ_{ds}) sînt îndepărtate de la contribuția la f_j prin condiția:

$$\begin{aligned} \tau_{ss} &= R_{ss}C_{ss} \geqslant 10\tau_c \\ \tau_{ds} &= R_{ds}C_{ds} \geqslant 10\tau_c \end{aligned} \tag{3.2.13}$$

Scanned with OKEN Scanner

3.3. Îmbinarea avantajelor COM, EM, COL în tehnologia integrată

3.3.1. Structura amplificatorului de impulsuri integrat (NUMAI)

Tehnologia integrată [47] [62] [136] [143] se bazează pe DNL de tip TU [32] [77] şi TB.

Circuitul de amplificare integrat e fabricat în două variante importante: *amplificator operaţional* destinat şi amplificării în regim de lucru de clasă A, liniar, deci funcţionării *în analogic* [8] [18] [48] [58], şi amplificatorul destinat funcţionării în comutaţie, *în logic*, cunoscut sub numele de circuit NUMAI ($\overline{\text{ŞI}}$). Întrucît fondul lucrării îl constituie circuitele de comutaţie, se vor analiza în continuare aspecte privitoare la circuitul NUMAI, cu ajutorul căruia se obţine funcţia logică combinaţională $\overline{\text{ŞI}}$ (în tehnologia TTL: „transistor-transistor logic").

Circuitul NUMAI este o asociaţie a montajelor fundamentale COM-EM-COL, în ordinea dată, pentru a reuni toate avantajele lor. Montajul COM este prevăzut la intrare cu multiemiter; în cazul în care ele este un biemiter, circuitul acceptă două variabile de intrare, x_1 şi x_2, pentru care răspunsul de ieşire y se obţine conform cu tabelul de adevăr 3.3.1. Legătura electrică dintre x şi y, dintre U_{intr} şi $U_{ieş}$ este ilustrată prin *caracteristica* de comutaţie, aşa cum apare ea în figura 3.3.1.

Tehnologia produce patru variante tipizate de circuite NUMAI:

— standard SN 54/74 (semiconductor network): figura 3.3.2 (prescurtat SN);

— rapidă SN 54H/74H (high speed): figura 3.3.3 (prescurtat H);

— cu diode Schottky — SN 54S/74S: figura 3.3.4 (prescurtat S);

— de mică putere SN 54L/74L (low power): figura 3.3.5 (prescurtat L)

bazate pe COM-EM-COL constituite ca AI-Z_sPR cu TBD.

Conform concepţiei structuraliste propuse în lucrare, rezultă că AI format din asociaţia COM-EM-COL, care constituie astfel un *complet integrat*, poate fi considerat sistemul fundamental de structuri pentru CIC realizate cu circuite integrate; astfel acele CIC care în tehnologia discretă sînt formate din etaje discrete de AI-Z_sPR îşi păstrează funcţionalitatea şi în tehnologia integrată dacă, în locul oricărui AI-Z_sPR discret, se introduce completul integrat.

Tabelul 3.3.1

x_1	x_2	y ($\overline{\text{ŞI}}$)
0	0	$\overline{0.0} = 1 + 1 = 1$
1	0	$\overline{1.0} = 0 + 1 = 1$
0	1	$\overline{0.1} = 1 + 0 = 1$
1	1	$\overline{1.1} = 0 + 0 = 0$

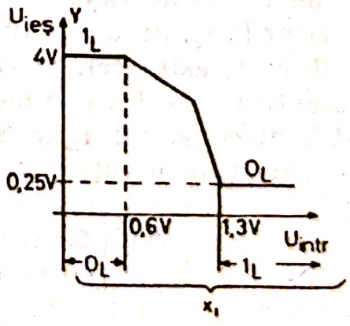


Figura 3.3.1. Caracteristica de comutaţie a circuitului NUMAI

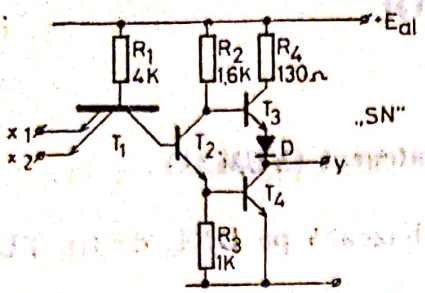


Figura 3.3.2. Circuit NUMAI de tip STANDARD SN 54/74

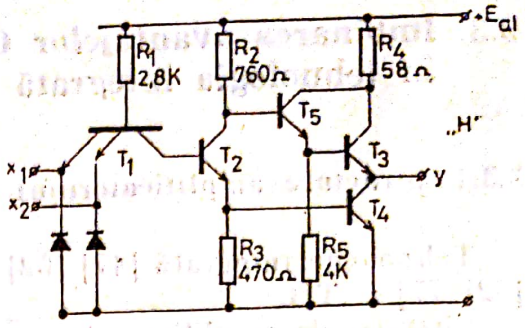


Figura 3.3.3. Circuit NUMAI de tip STANDARD RAPID SN 54 H/74 H

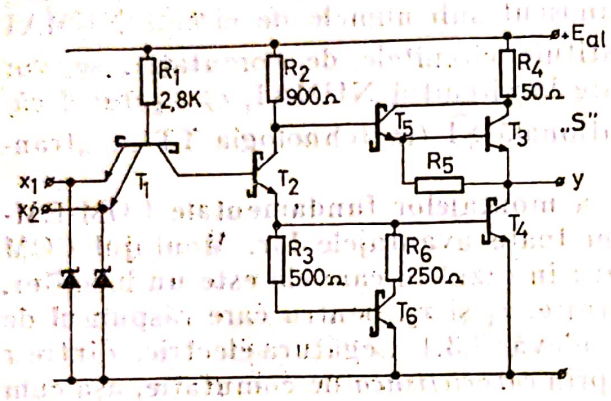


Figura 3.3.4. Circuit NUMAI de tip Schottky SN 54 S/74 S

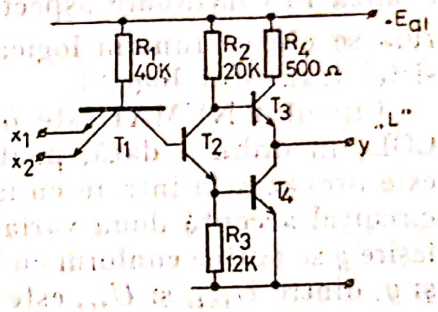


Figura 3.3.5. Circuit NUMAI de mică putere SN 54 L/74 L

3.3.2. Performanțe de joasă și înaltă frecvență la răspunsul în timp al AI — integrat

Fiind completul integrat SFS al CIC realizate cu circuite integrate, interesează deosebit de mult timpul său de comutație. Astfel, la varianta SN el este de circa 30—33 ns ; la H de 15—18 ns ; la S de 3—5 ns. Performanțele variantelor tehnologice se justifică prin termenii relației 3.1.66 : se va observa că față de schema din figura 3.3.2 (SN), schema H (fig. 3.3.3) are înjumătățită contribuția lui τ_s în timpul de comutație (toate R_s-urile lui H sînt practic jumătate din valoarea R_s-urilor corespunzătoare din SN), iar schema S (fig. 3.3.4) micșorează contribuția lui τ_{DNL} în t_c utilizînd, în locul TBD, tranzistori de tip Schottky.

Privitor la t_c, un amănunt important pentru exploatarea schemelor cu circuite integrate este acela al variațiilor lui t_c cu temperatura T° sau cu tensiunea de alimentare E_{al}. La completul integrat, t_c este numit totodată și timpul de tranzit dintre nivelul 1_L și 0_L, sau t_{10}, respectiv dintre nivelul 0_L și 1_L, sau t_{01}, iar variațiile menționate se încadrează în jurul valorilor :

$$\frac{\Delta t_{01}}{\Delta T^\circ}\Bigg|_{C_s = 15\text{ pF}} \cong -0{,}02\text{ ns/°C}\,; \quad \frac{\Delta t_{01}}{\Delta E_{al}}\Bigg|_{C_s = 150\text{ pF}} \cong -4\text{ ns/V}$$

$$\frac{\Delta t_{10}}{\Delta T^\circ}\Bigg|_{C_s = 15\text{ pF}} \cong +0{,}03\text{ ns/°C}\,; \quad \frac{\Delta t_{10}}{\Delta E_{al}}\Bigg|_{C_s = 150\text{ pF}} \cong +2\text{ ns/V}$$

Din punctul de vedere al joasei frecvențe, deci al distorsiunilor de pe palier, este de subliniat existența cuplajului galvanic, deci absența lui ΔA la aceste circuite ($\omega_j = 0$).

3.3.3. Condiții de lucru ale AI — integrat

Întrucît cu temperatura și tensiunea de alimentare variază și alți parametri ai răspunsului y, pentru o corectă exploatare a CIC (CEA) cu circuite integrate, s-au definit:

— *condițiile garantate de funcționare*: $T^0_{lucru} = -55°$, $E_{al\ nom} = +5$ V, $U_{ieș\ 0_L} = 0{,}4$ V (minimă), $U_{ieș\ 1_L} = 2{,}4$ V (minimă);

— *condițiile extinse de funcționare*: $T° \in (-55 \div +125)°C$, $E_{al} \in (4{,}5 \div 5{,}5)$V, $U_{ieș\ 0_L} = 0{,}4$ V, $U_{ieș\ 1_L} = 2{,}4$ V.

Pentru ambele situații se determină curentul pe care îl poate prelua intrarea sau ieșirea completului integrat așa ca potențialul pe cifră binară (0_L, 1_L) să nu fie alterat (completul integrat să fie fiabil [22]). Acest curent reprezintă „încărcarea" de la intrarea sau ieșirea circuitului integrat (CI).

În literatura de specialitate [16] [98] [127] [140] [143], admițîndu-se că CI din cele patru variante se cuplează între ele, curentul global de încărcare intrare-ieșire este împărțit la curentul corespunzător uneia din intrările multiemiterului, rezultînd numărul maxim de căi cuplabile în condiții date, fie garantate, fie extinse, de funcționare.

În tabelul 3.3.2 sînt trecute aceste date, pentru temperaturi de lucru de la (—55)°C la (+125)°C la cele mai dezavantajoase tensiuni de alimentare pe cifră binară (minimă, la $U_{ieș\ max}$; maximă, la $U_{ieș\ min}$). Se consideră cuplate două circuite integrate, CI-1 și CI-2.

Din datele tabelului rezultă următoarele concluzii importante pentru practică: cuplările de tip L-(SN, H) nu se pot face, prin urmare într-un sistem de circuite integrate sau hibride L este indicat a fi etaj final — cuplările de tip H-SN și SN-H sînt posibile, numărul maxim de căi, acoperitor în condiții extinse de funcționare, este de 5 — cuplările cele mai numeroase (avantajoase) în condiții extinse de funcționare aparțin combinației SN-L (28 căi) iar cele mai puțin numeroase (dezavantajoase) revin combinației L-L (3 căi).

3.3.4. Concluzii la capitolul III

Un aspect esențial ce se desprinde din capitolul III este acela că se dispune de trei metodici pentru a calcula timpul de comutație al unui CA:

— o metodă exactă — folosind constantele de timp ce intervin în polii RMG — (prezentată în capitolul II);

— o metodă de separare din RMG a efectului integrator al DNL pe considerentul că dacă A_u este maxim, τ_i trebuie să fie minim, în virtutea faptului că produsul amplificare—bandă este o constantă pentru un CA. Ori, dacă τ_i este minim, el nu poate aparține decît structurii DNL. Pentru a găsi constanta de timp globală a CA, limitativă la înaltă frecvență, se adaugă la $\tau_{i\ min}$ constanta τ_s a impedanței de sarcină (prezentată în capitolul III);

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.3.2

T°C	CI–1	CI–2					
		Standard – SN	Inc max	H – Rapid	Inc max	L – Mică putere	Inc max
	SN	SN/SN	10	SN/H	8	SN/L	40
−55°	H	H/SN	12	H/H	10	H/L	50
	L	L/SN	1	L/H	1	L/L	10
	0 SN 1	$\frac{SN\ 38\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 23,5$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{SN\ 40\ \mu A} = 14$	14	$\frac{SN\ 38\ mA}{H\ 2\ mA} = 16$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 11,2$	11	$\frac{SN\ 38\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 210$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 56$	56
−10°	0 H 1	$\frac{H\ 33\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 20,5$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{SN\ 40\ \mu A} = 12,5$	12	$\frac{H\ 33\ mA}{H\ 2\ mA} = 16,5$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 10$	10	$\frac{H\ 33\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 180$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 50$	50
	0 L 1	$\frac{L\ 1,5\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 0,94$ $\frac{L\ 180\ \mu A}{SN\ 40\ \mu A} = 4,5$	0	$\frac{L\ 1,5\ mA}{H\ 2\ mA} = 0,75$ $\frac{L\ 180\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 3,6$	0	$\frac{L\ 1,5\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 8,35$ $\frac{L\ 180\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 18$	8
	0 SN 1	$\frac{SN\ 38\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 23,5$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{SN\ 40\ \mu A} = 14$	14	$\frac{SN\ 38\ mA}{H\ 2\ mA} = 16$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 11,2$	11	$\frac{SN\ 38\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 210$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 56$	56
+25°	0 H 1	$\frac{H\ 33\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 20,5$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{SN\ 10\ \mu A} = 12,5$	12	$\frac{H\ 33\ mA}{H\ 2\ mA} = 16,5$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 10$	10	$\frac{H\ 33\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 180$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 50$	50
	0 L 1	$\frac{L\ 1,26\ mA}{SN\ 1,6\ mA} = 0,79$ $\frac{L\ 175\ \mu A}{SN\ 40\ \mu A} = 4,4$	0	$\frac{L\ 1,26\ mA}{H\ 2\ mA} = 0,63$ $\frac{L\ 175\ \mu A}{H\ 50\ \mu A} = 3,5$	0	$\frac{L\ 1,26\ mA}{L\ 0,18\ mA} = 7$ $\frac{L\ 175\ \mu A}{L\ 10\ \mu A} = 17,5$	7
	0 SN 1	$\frac{SN\ 38\ mA}{SN\ 1,5\ mA} = 25$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{SN\ 80\ \mu A} = 7$	7	$\frac{SN\ 38\ mA}{H\ 1,9\ mA} = 20$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{H\ 100\ \mu A} = 5,6$	5	$\frac{SN\ 38\ mA}{L\ 0,17\ mA} = 224$ $\frac{SN\ 560\ \mu A}{L\ 20\ \mu A} = 28$	28
+125°	0 H 1	$\frac{H\ 33\ mA}{SN\ 1,5\ mA} = 22$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{SN\ 80\ \mu A} = 6,25$	6	$\frac{H\ 33\ mA}{H\ 1,9\ mA} = 17,5$ $\frac{H\ 500\ \mu A}{H\ 100\ \mu A} = 5$	5	$\frac{H\ 33\ mA}{L\ 0,17\ mA} = 194$ $\frac{H\ 500mA}{L\ 20\ \mu A} = 25$	25
	0 L 1	$\frac{L\ 0,52\ mA}{SN\ 1,5\ mA} = 0,35$ $\frac{L\ 160\ \mu A}{SN\ 80\ \mu A} = 2$	0	$\frac{L\ 0,52\ mA}{H\ 1,9\ mA} = 0,27$ $\frac{L\ 160\ \mu A}{H\ 100\ \mu A} = 1,6$	0	$\frac{L\ 0,52\ mA}{L\ 0,17\ mA} = 3,05$ $\frac{L\ 160\ \mu A}{L\ 20\ \mu A} = 8$	3

Scanned with OKEN Scanner

— o metodă aproximativă în care se consideră că principalul efect integrator al reţelei CUAG asupra excitaţiei este conţinut în TFI, că τ_{intr} este constanta de timp τ_i a DNL în aceste condiţii şi că pentru a obţine un τ_i global, al CA, trebuie adăugată constanta din timp a impedanţei de sarcină τ_s, la $\tau_{i\,DNL}$ (prezentată în capitolul III).

Un alt aspect esenţial este conturarea a două metodici pentru determinarea căderii de tensiune ΔA din $r_{(t)}$:

— o metodă exactă, bazată pe calculul constantei de timp asociată nulului RMG, cînd în relaţii Z_s este înlocuit cu Z_{sc};

— o metodă de separare a efectelor derivatoare a DNL şi a Z_c. Pentru aceasta se consideră în calculul RMG impedanţa Z_s numai cu efecte integratoare (Z_s pur), se determină τ_j care în aceste condiţii este $\tau_{j\,DNL}$ (vezi capitolul II). Pentru a găsi τ_j global, al CA, se adaugă τ_c a Z_c la $\tau_{j\,DNL}$ şi se calculează ΔA în consecinţă (capitolul III).

Pas cu pas, aceste aspecte sînt prezentate esenţializat în organigrama 3.

÷

ORGANIGRAMA 3

●●● O aplicație importantă a tratării analitice unitare a CA/AI este proiectarea acestui circuit de bază.

În lucrare se elaborează o gradualizare a proiectării electrice a CA/AI (§ 3.3) :

• proiectarea cu relații exacte, respectiv cu RMG (LG 2.2.3, 2.3.3, 2.4.3) care pot fi programate pe calculator electronic, ușurîndu-se atît calculele de orientare (antecalculul) cît și cele de optimizare ale circuitului.

• proiectarea cu relații aproximative, deduse din RMG, de asemenea programabile la calculator electronic.

●●● Pentru AI, ca SFS al CIC, se stabilesc relațiile aproximative pentru determinarea benzii sale de frecvență (BAI).

●● Metoda de aproximare la *i.f.* se bazează pe următoarele aspecte reale :

• produsul amplificare-bandă, $A_u \cdot$BAI este constant pentru un montaj fundamental,

• valoarea $A_{u\ max}$ se obține pentru $Z_s \to \infty$ și $Z_{ss} \to 0$; prin urmare $A_{u\ max}$ dedus din RMG este $\lim_{\substack{Z_s \to \infty \\ Z_{ss} \to 0}} A_u \Big|_{\text{RMG}} = A_{u\ max}$ (rel. 3.1.7),

• întrucît $A_u \cdot$BAI=const, rezultă că polul rămas în expresia lui $A_{u\ max}$ are constanta de timp minimă și reprezintă numai contribuția rețelei DNL, la înaltă frecvență, respectiv $\tau_{i\ DNL}$. Astfel se formulează o metodă analitică de determinare a $\tau_{i\ DNL}$ în orice regim și la orice montaj fundamental.

• ținînd seama că Z_s (fie Z_sPR, fie Z_sPL) aduce efecte integratoare în lanțul de amplificare, rezultă că se poate reconstrui constanta de timp limitativă la *i.f.* a întregului CUAG prin însumarea constantelor de timp parțiale, a DNL și a Z_s, ultima notată cu τ_s :

$$\therefore \tau_i = \tau_{i\ DNL} + \tau_s \quad \text{(rel. 3.1.70)}$$

• știind că Z_s are două diviziuni importante : Z_sPR, Z_sPL, se determină expresiile particulare ale τ_s pentru cele două tipuri de Z_s (LG 3.1.2, 3.1.3) și se formulează relațiile 3.1.66, 3.1.67 pentru τ_i în cele două cazuri.

●● Metoda de aproximare la *j.f.* se bazează pe aspectele :

• constanta de timp din LG 2.2.3, 2.3.3, 2.4.3 este contribuția rețelei DNL la joasă frecvență : $\tau_{j\ DNL}$.

• știind că impedanțele de cuplaj Z_c intervin cu efecte derivatoare în funcționarea CA/AI, se poate construi constantă de timp limitativă la *j.f.* a întregului CUAG prin compunerea constantelor de timp parțiale după regula rezistențelor „paralel".

• știind că Z_c are două diviziuni importante : Z_cPC, Z_cPL, se determină constanta de timp τ_c proprie Z_c în cele două cazuri (LG 3.1.4, 3.1.5) și se formulează τ_j corespunzătoare lor în relațiile 3.1.68, 3.1.69.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul IV

Banda de frecvențe a amplificatorului generalizat și corecții aduse acesteia

În capitolul IV se formulează banda de frecvențe a CA în ipoteza că factorul de transfer în tensiune este idealizabil.

În determinarea benzii amplificatorului (BA) se au în vedere următoarele :

— atenuarea $M = \frac{A_u}{A_{u(0)}}$ care poate fi $\begin{cases} = 0{,}707 \text{ (obiectivă)} \\ < 0{,}707 \text{ (arbitrară)} \\ > 0{,}707 \text{ (arbitrară)} \end{cases}$

— CA are un etaj sau n etaje, diferite sau egale între ele.

De asemenea, aici se studiază corecția de bandă, mijloacele prin care limitele BA se distanțează, mergînd spre pulsații superioare la înaltă frecvență și spre cele inferioare, aproape nule, la joasă frecvență.

4.1. Banda de frecvență a CA/AI

4.1.1. BA pentru un singur etaj

Calculele din LG 2.2.3, 2.2.6, 2.3.3, 2.3.6, 2.4.3, 2.4.6 referitoare la factorul de amplificare A_u, realizate în ipotezele 2.1.52, 2.1.53, 2.1.56 și corelate cu condiția 3.2.13, arată că sistemul fundamental de structuri CA/AI este idealizabil la îf și jf, pentru că pun în evidență un singur pol, τ_i, și un singur nul, τ_j, în expresia A_u.

După cum s-a demonstrat în paragraful 3.1, τ_i poate fi calculat fie prin RMG, unde efectele integratoare ale structurii active se întrețes cu cele ale structurilor pasive, fie disociind aceste efecte în anumite condiții ($Z_s \to \infty$) și cumulîndu-le apoi ca în relațiile 3.1.66, 3.1.67 sau ca în relația aproximativă 3.1.72. În ceea ce privește τ_j, el se calculează prin cumulare de efecte ca în relațiile 3.1.68, 3.1.69.

Fiind determinată tehnica de calcul a A_u, se recurge la forma lui normată, valabilă la orice montaj fundamental :

$$M_{(j\omega)} = \frac{A_{u(j\omega)}}{A_{u(0)}} = \overbrace{\frac{1}{1 + j\omega\tau_i}}^{M_{i(j\omega)}} \times \overbrace{\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_j}}}^{M_{j(j\omega)}} = \overbrace{\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\omega^2}\tau_i^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\omega^2\tau_j^2}}}}^{|M_{(\omega)}|} \cdot$$

$$\cdot \overbrace{e^{-j \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{1}{\omega\tau_j} - \omega\tau_i\right)}}^{\varphi_M} \qquad (4.1.1)$$

Scanned with OKEN Scanner

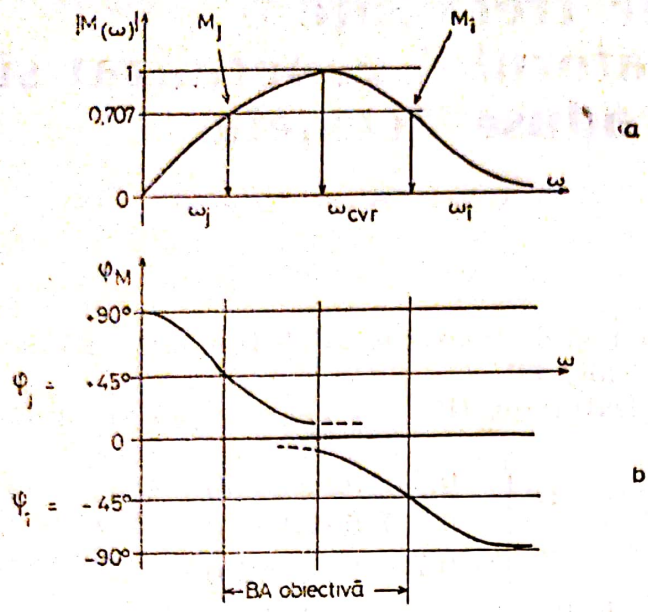


Figura 4.1.1. Variația factorului de transfer al CA cu pulsația (frecvența): *a)* modulul $M_{(\omega)}$, *b)* faza $\varphi_{M(\omega)}$

pentru care corespunde graficul din figura 4.1.1, unde pulsațiile limită $\omega_i = (\tau_i)^{-1}$, $\omega_j = (\tau_j)^{-1}$ indică atenuarea lui M cu 30% și realizarea unui defazaj total $\Delta\varphi_M = \varphi_{M_j} - \varphi_{M_i} = +45° - (-45°) = +90°$.

În mod original în această lucrare se *obiectivează convenția* $M_i = 0{,}707$, subliniindu-se că este singura la care t_c e identic cu $\pi(\omega_i)^{-1}$ rezultat în studiul funcției indiciale a unui sistem idealizat (tabelul 2.1.1). De asemenea, se *obiectivează convenția* $M_j = 0{,}707$ prin faptul că e singura la care $\Delta A_{\%} \equiv \equiv t_p\omega_j$ (tabelele 3.1.4, 3.1.5). Ele se vor nota prin $M_{i\,0{,}707}$, $M_{j\,0{,}707} = M_{0{,}707}$.

De aceea, în lucrare se va considera banda de pulsații *obiectivă* a CA/AI porțiunea

$$BA = \omega_j - \omega_i \Rightarrow \Delta\varphi_M = +90° \tag{4.1.2}$$

În cadrul ei se găsește pulsația de cvasirezonanță pentru care:

$$\begin{cases} |M_{(\omega)}| = 1 \\ \Delta\varphi_M = 0 \end{cases} \Rightarrow \omega_{cvr} = \sqrt{\omega_i \cdot \omega_j} \tag{4.1.3}$$

În practică se pot întîlni și convenții arbitrare de atenuarea $M_{arb} \neq M_{0{,}707}$, pentru care, după calcule, se obțin limitele de bandă și fazele limită:

$$\omega_{i\,arb} = \omega_i \sqrt{\frac{1}{M^2_{i\,arb}} - 1}, \quad \varphi_{i\,arb} = -\operatorname{arc\,tg} \sqrt{\frac{1}{M^2_{i\,arb}} - 1} \tag{4.1.4}$$

$$\omega_{j\,arb} = \frac{\omega_j}{\sqrt{\frac{1}{M^2_{j\,arb}} - 1}}, \quad \varphi_{j\,arb} = +\operatorname{arc\,tg} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{M^2_{j\,arb}} - 1}} \tag{4.1.5}$$

date și în fig. 4.1.2 și 4.1.3.

Deci

$$BA_{arb} = \omega_{i\,arb} - \omega_{j\,arb} \Rightarrow \Delta\varphi_{M_{arb}} = \varphi_{j\,arb} - \varphi_{i\,arb} \tag{4.1.6}$$

Pentru stabilitatea CA/AI se impune în proiectare ca:

$$\Delta\varphi_{M_{arb}} < 180° \tag{4.1.7}$$

Scanned with OKEN Scanner

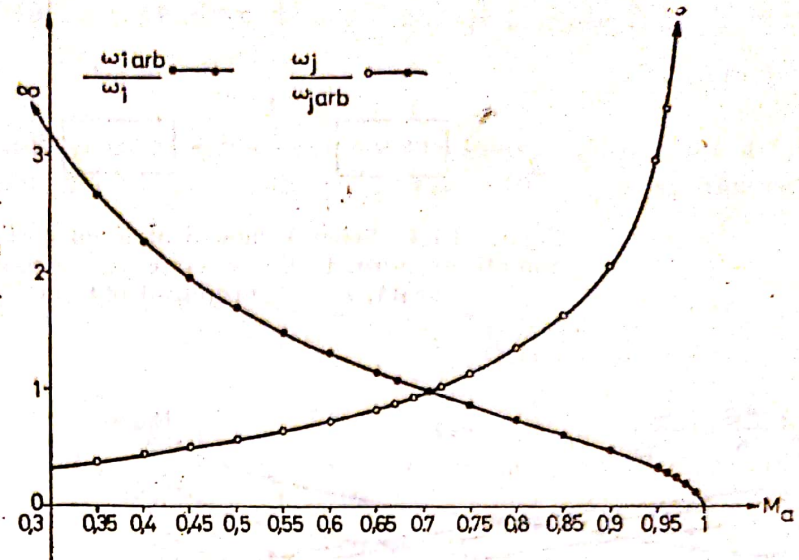


Figura 4.1.2. Variația raportului $\frac{\omega_{i\,arb}}{\omega_i}$ și $\frac{\omega_j}{\omega_{j\,arb}}$ cu atenuarea M_{arb} la un singur etaj CA/AI

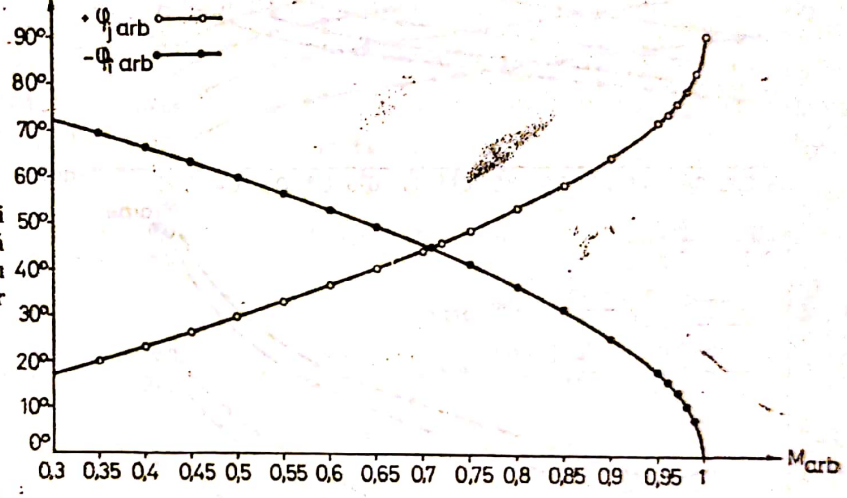


Figura 4.1.3. Variația fazei limită la joasă și înaltă frecvență ($\varphi_{j\,arb}$, $\varphi_{i\,arb}$) cu atenuarea M_{arb} la un singur etaj CA/AI

deci linia de calcul trebuie să fie următoarea cînd se dă $M_{i\,arb}$, respectiv $M_{j\,arb}$:

de la $M_{i\,arb} \Rightarrow \omega_{i\,arb} \Rightarrow \varphi_{i\,arb} \Rightarrow \varphi_{j\,arb} \Rightarrow \omega_{j\,arb} \Rightarrow M_{j\,arb}$ (4.1.8)

de la $M_{j\,arb} \Rightarrow \omega_{j\,arb} \Rightarrow \varphi_{j\,arb} \Rightarrow \varphi_{i\,arb} \Rightarrow \omega_{i\,arb} \Rightarrow M_{i\,arb}$ (4.1.9)

4.1.2. BA pentru n etaje

Dacă se cuplează n CA/AI (fig. 4.1.4), factorul de amplificare global-normat se scrie:

$$M_{G(j\omega)} = \overbrace{(M_{i1(j\omega)} \times \ldots \times M_{in(j\omega)})}^{M_{iG}} \overbrace{(M_{j1(j\omega)} \times \ldots \times M_{jn(j\omega)})}^{M_{jG}} =$$

$$= \frac{e^{-j\sum_1^n \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_{ik}}}}{\sqrt{1 + C_n^1\left\{\left(\frac{\omega}{\omega_{i1}}\right)^2\right\} + \ldots + C_n^n\left\{\left(\frac{\omega}{\omega_{ik}}\right)^2\right\}}} \times \frac{e^{+j\sum_1^n \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega_{j1}}{\omega}}}{\sqrt{1 + C_n^1\left\{\left(\frac{\omega_{j1}}{\omega}\right)^2\right\} + \ldots + C_n^n\left\{\left(\frac{\omega_{j1}}{\omega}\right)^2\right\}}};$$

Scanned with OKEN Scanner

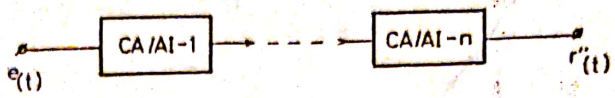


Figura 4.1.4. Schemă bloc pentru un circuit de amplificare format din n etaje ($e_{(t)}$ = excitația aplicată, $r''_{(t)}$ = răspunsul obținut)

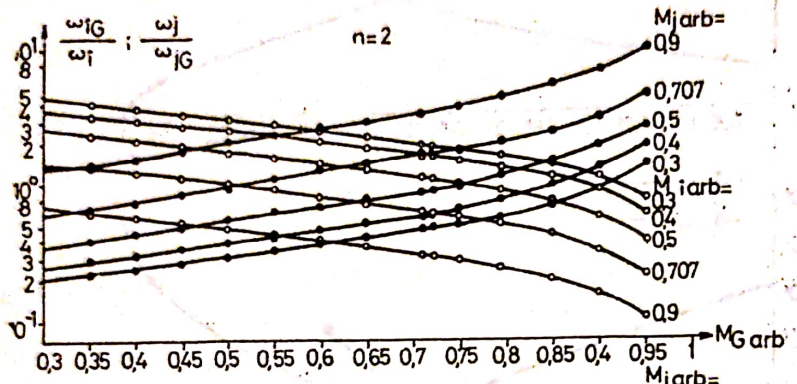


Figura 4.1.5. Variația raportului $\frac{\omega_{i\,arb}}{\omega_i}$ și $\frac{\omega_i}{\omega_{j\,arb}}$ cu atenuarea M_{arb} la un CA cu două etaje identice

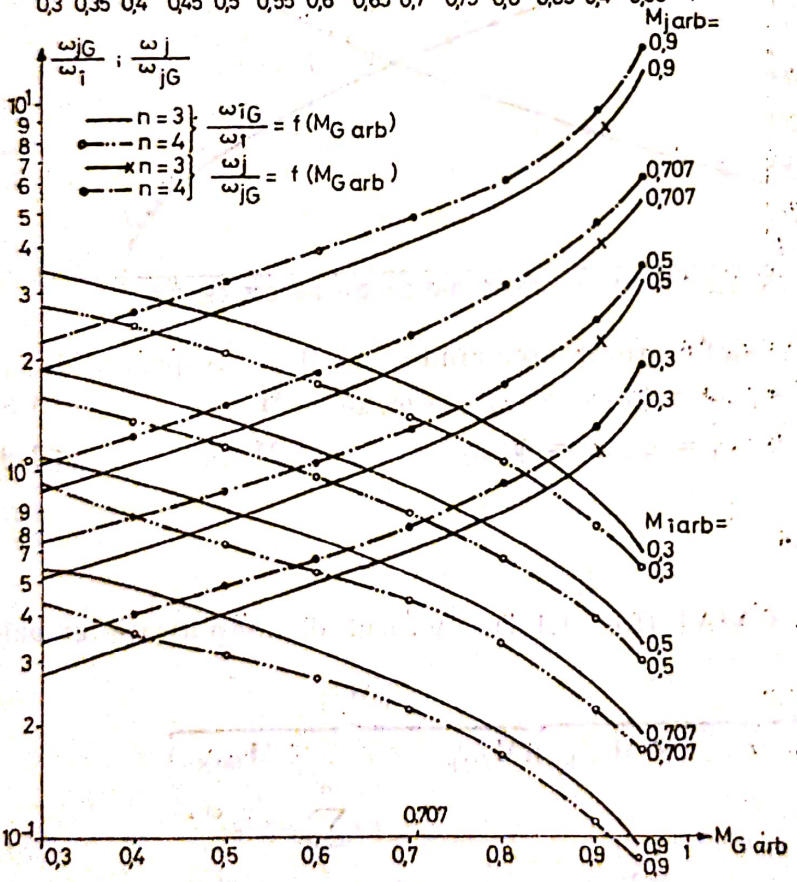


Figura 4.1.6. Variația raportului $\frac{\omega_{i\,arb}}{\omega_i}$ și $\frac{\omega_j}{\omega_{j\,arb}}$ cu atenuarea M_{arb} la un CA cu trei și patru etaje identice

Scanned with OKEN Scanner

un timp de comutație global t_{cG} și o cădere de amplitudine globală Δ_{AG} egale cu :

$$C_n^p = \frac{n!}{p!\,(n-p)!} \tag{4.1.10}$$

unde prin punerea condiției M = 0,707, deci a rezolvării egalităților 4.1.11, se găsesc limitele benzii globale de pulsații BG = $\omega_{tG} - \omega_{jG}$ și respectiv fazele limită :

$$\sum_{p=1}^{n} C_n^p \left\{\left(\frac{\omega}{\omega_{tk}}\right)^2\right\}_{k \doteq 1,2,\ldots n} = 1 \Rightarrow \omega_{tG} \Rightarrow \varphi_{tG}\,;\ \sum_{p=1}^{n} C_n^p \left\{\left(\frac{\omega_{jl}}{\omega}\right)^2\right\}_{l \doteq 1,2,\ldots n} = 1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \omega_{jG} \Rightarrow \varphi_{jG} \tag{4.1.11}$$

Prin relațiile asociate, în cazul AI, se ajunge la un timp de comutație global t_{cG} și o cădere de amplitudine globală ΔA_G egale cu :

$$t_{cG} = \pi(\omega_{tG})^{-1},\ \Delta A_{\%G} = t_p \cdot \omega_{jG} \tag{4.1.12}$$

Calculele practice arată [127] că ultimul termen al fiecărui radical din relația 4.1.10 este preponderent ; folosind aceasta și în cazul a n etaje identice, se obțin relațiile simplificate ale BG, t_{cG} și $\Delta A_{\%G}$:

$$\omega_{tG} \cong \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{t1}^2} + \ldots + \frac{1}{\omega_{tn}^2}}} = \frac{\omega_t}{\sqrt{n}} \Rightarrow t_{cG} = \pi(\omega_{tG})^{-1} = \sqrt{t_{c1}^2 + \ldots + t_{cn}^2} = t_c\sqrt{n} \tag{4.1.13}$$

$$\omega_{jG} \cong \sqrt{\omega_{j1}^2 + \ldots + \omega_{jn}^2} = \omega_j\sqrt{n} \Rightarrow \Delta A_{\%G} = t_x\omega_{jG} \cong$$

$$\cong \sqrt{\Delta A_{\%1}^2 + \ldots + \Delta A_{\%n}^2} = \sqrt{n}\cdot\Delta A_{\%} \tag{4.1.14}$$

La convenții arbitrare globale $M_{G\,arb}$, în [127] s-a rezolvat în mod inedit relația 4.1.10 respectiv 4.1.11 ; unele rezultate, cele pentru $n = 1 \div 4$, sînt reproduse și în această lucrare — în tabelul 4.1.1. și în graficele din fig. 4.1.5 și 4.1.6, fiind utile în proiectare.

Tabelul 4.1.1. — Logigrama de calcul al pulsațiilor limită parțiale la n etaje identice

1°. Rapoartele $(\omega/\omega_t)^2$ sau $(\omega_j/\omega)^2$ se notează cu y.

2°. Ecuațiile 4.1.11 la $n = 2$ (graficele 4.1.5)

$$y^2 + 2y - \left(\frac{1}{M_{G\,arb}^2} - 1\right) = 0 \Rightarrow y_{1,2} = \pm\frac{1}{M_{G\,arb}} - 1 \Rightarrow y_1 \text{ cu sens fizic} \Rightarrow$$

$$\omega_{t\,G} = \omega_t\sqrt{\frac{1}{M_{tG\,arb}} - 1} = \begin{cases} \omega_t\sqrt{\dfrac{1}{M_{tG\,arb}} - 1} & \text{la } M_t = 0{,}707 \\ \omega_t\sqrt{\dfrac{1}{M_{t\,arb}^2} - 1}\cdot\sqrt{\dfrac{1}{M_{tG\,arb}} - 1} & \text{la } M_{t\,arb} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\omega_{jG} = \frac{\omega_j}{\sqrt{\frac{1}{M_{jG\ arb}^2} - 1}} = \begin{cases} \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{\frac{1}{M_{jG\ arb}^2} - 1}} & \text{la } M_j = 0{,}707 \\ \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{\frac{1}{M_{j\ arb}^2} - 1}} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{\frac{1}{M_{jG\ arb}^2} - 1}} & \text{la } M_{j\ arb} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

3°. Ecuaţiile 4.1.11 la $n = 3$ (graficele 4.1.6)

$$y^3 + 3y^2 + 3y - \left(\frac{1}{M_{G\ arb}^2} - 1\right) = 0 \Rightarrow y_1 = \frac{+1}{\sqrt[3]{M_{G\ arb}^2}} - 1 \text{ are sens fizic}$$

$$\omega_{iG} = \omega_i \sqrt{\frac{1}{M_{iG\ arb}^{2/3}} - 1} = \begin{cases} \omega_i \sqrt{\frac{1}{M_{i\ arb}^{2/3}} - 1} & \text{la } M_i = 0{,}707 \\ \omega_i \sqrt{\frac{1}{M_{iG\ arb}^2} - 1} \cdot \sqrt{\frac{1}{M_{iG\ arb}^{2/3}} - 1} & \text{la } M_{i\ arb} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

$$\omega_{jG} = \frac{\omega_j}{\sqrt{\frac{1}{M_{jG\ arb}^{2/3}} - 1}} = \begin{cases} \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{M_{jG\ arb}^{2/3} - 1}} & \text{la } M_j = 0{,}707 \\ \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{M_{j\ arb}^2 - 1}} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{M_{jG\ arb}^{2/3} - 1}} & \text{la } M_{jG} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

4°. Ecuaţiile 4.1.11 la $n = 4$ (graficele 4.1.6)

$$y^4 + 4y^3 + 6y^2 + 4y - \left(\frac{1}{M_{G\ arb}^2} - 1\right) = 0 \Rightarrow y_1 = \frac{+1}{M_{G\ arb}^{1/2}} - 1 \text{ are sens fizic}$$

$$\omega_{iG} = \omega_i \sqrt{\frac{1}{M_{iG\ arb}^{1/2}} - 1} = \begin{cases} \omega_i \sqrt{M_{iG\ arb}^{-1/2} - 1} & \text{la } M_i = 0{,}707 \\ \omega_i \sqrt{M_{i\ arb}^{-2} - 1} \cdot \sqrt{M_{iG\ arb}^{-1/2} - 1} & \text{la } M_{i\ arb} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

$$\omega_{jG} = \frac{\omega_j}{\sqrt{\frac{1}{M_{jG\ arb}^{1/2}} - 1}} = \begin{cases} \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{M_{jG\ arb}^{-1/2} - 1}} & \text{la } M_j = 0{,}707 \\ \omega_j \dfrac{1}{\sqrt{M_{j\ arb}^{-2} - 1}} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{M_{jG\ arb}^{-1/2} - 1}} & \text{la } M_{j\ arb} \neq 0{,}707 \end{cases}$$

În aceste calcule originale soluţia y pentru $(\omega/\omega_i)^2$ sau $(\omega_j/\omega)^2$ se deduce dintr-o ecuaţie de tipul:

$$(y+1)^n = \frac{1}{M_{G\ arb}^2} \Rightarrow y = \frac{1}{M_{G\ arb}^{2/n}} - 1 \Rightarrow \left(\frac{\omega}{\omega_i} \text{ sau } \frac{\omega_j}{\omega}\right) = \sqrt{\frac{1}{M_{G\ arb}^{2/n}} - 1} \quad (4.1.15)$$

Dacă la rîndul lor ω_i, ω_j, ca pulsaţii limită parţiale nu se deduc în condiţiile $M = 0{,}707$, ci într-o convenţie arbitrară parţială, atunci, pentru calculul lor, se vor folosi relaţiile 4.1.4, respectiv 4.1.5.

Scanned with OKEN Scanner

4.2. Corecții ale BA

În concepția originală a lucrării (logigramele 2.2.3, 2.2.6, 2.3.3, 2.3.6, 2.4.3, 2.4.6 și 3.1.2÷3.1.5) la limitarea benzii CA/AI contribuie structura activă (DNL) și structurile pasive de sarcină (Z_s) și de cuplaj (Z_c). Deci corectarea BA, care mărește ω_i și micșorează ω_j, trebuie să se aplice cu specificitate la DNL, la Z_s, la Z_c. Se va accentua pe proiectare, fenomenul fizic al mecanismelor de corecție considerîndu-se cunoscut.

Metodele folosite pentru corecție se bazează pe:

— structuri pasive în care se includ: structuri compensatoare și limitatoarele pasive;

— forțarea funcționării DNL în regim direct sau invers;

— structuri active sau sisteme active în care se includ: și circuitele cu reacție, din care face parte și etajul COL.

Schemele generalizate de corecție și relațiile de proiectare — în cea mai mare parte originale — se vor prezenta mai jos într-o ordine convenabilă.

Se precizează că schema CA/AI a cărei corecție se va face aici este montajul EM-N întrucît, prezentînd cel mai mare A_u, are cea mai îngustă BA.

4.2.1. Structuri compensatoare

Aceste structuri compensează efectele derivatoare ale $Z_cPC(\omega_j)$ și pe cele integratoare ale $Z_s(\omega_i)$.

1°. În cazul compensării lui $\Delta A_{\%}$ se urmărește încărcarea/descărcarea C_c la curent constant, ceea ce e prilejuit de filtrul C_f, R_f (fig. 4.2.1. *a*); dacă DNL-*n* s-a blocat, atunci:

$$\text{CVS1} \Rightarrow U_{col} \uparrow,\ U_F \uparrow \Rightarrow i_{inc} = \frac{U_F - U_{col}}{R_s} \cong \text{const} \Rightarrow |M_j| \cong 1 \Rightarrow \Delta A \cong 0 \tag{4.2.1}$$

Un raționament similar se poate face pentru CVS2.

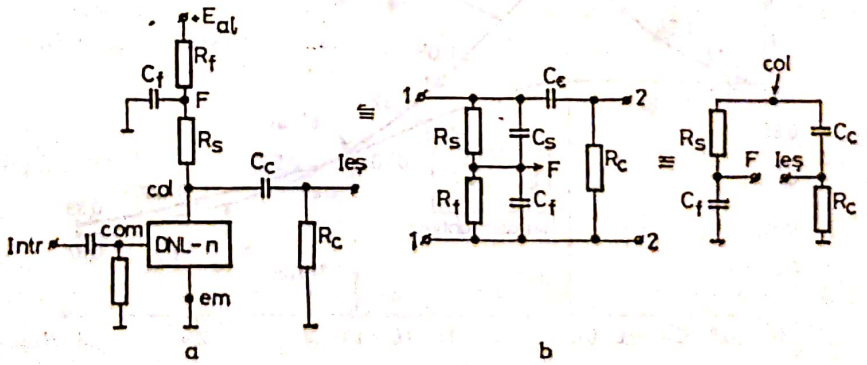


Figura 4.2.1. Scheme la corecția de joasă frecvență: *a)* CA cu filtru C_fR_f de corecție — *b)* schema echivalentă — *c)* formarea unei punți cu elementele schemei echivalente

Scanned with OKEN Scanner

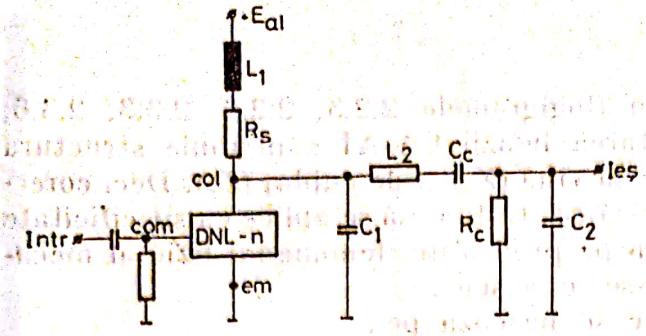


Figura 4.2.2. Schemă la corecția de înaltă frecvență

Din schema echivalentă (4.2.1.c), realizată pentru echilibrul punții între F și I_{te_i}, respectiv pentru $\Delta A = 0$, rezultă relația de proiectare:

$$R_s \times \frac{1}{j\omega C_c} = R_c \times \frac{1}{j\omega C_f} \Rightarrow R_s C_f = R_c C_c \Rightarrow C_f \qquad (4.2.2)$$

Întrucît la M_f se produce o atenuare de 30%, valoarea lui R_f se calculează:

$$R_f \geqslant 3R_s \qquad (4.2.3)$$

Calcule și relații mai ample de proiectare se deduc în [127, partea I-a].

2°. În cazul compensării lui t_c datorat lui Z_sPR se utilizează inductanțe montate ca L_1 (corecția simplă) sau ca L_2 (corecția complexă) prin care crește impedanța de sarcină la ω_i și se compensează atenuarea în bandă; L_1, L_2 participă de asemenea la obținerea unor circuite oscilante cu $C_s = C_1 + C_2$ (fig. 4.2.2).

*În tabelul 4.2.1 se formulează calculul corecției simple, pentru care corespund graficele din fig. 4.2.3, unde se poate vedea cazul optim pentru corectare, căruia îi corespund următoarele relații de proiectare:

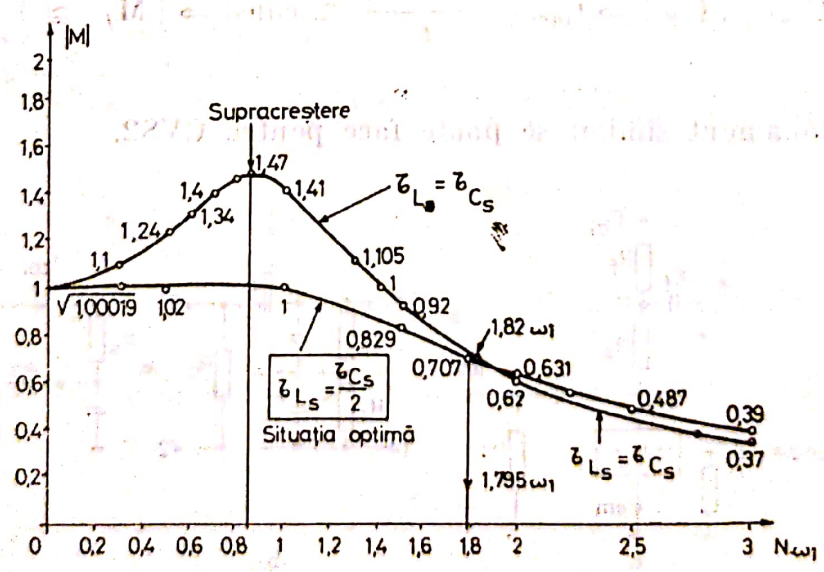


Figura 4.2.3. Variația atenuării |M| în raport cu pulsația în cazul în care constantele de timp sînt în relația $\tau_{Ls} = \tau_{Cs}$ (curba de sus) și respectiv $\tau_{Ls} = \tau_{Cs}/2$ (curba de jos)

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.2.1. Logigrama de calcul al corecției la ω_t

1°. Schema echivalentă și factorul ei de transfer normat:

$$|M^2_{(j\omega)}| = \frac{1+\omega^2\left(\frac{L_1}{R_s}\right)^2}{[(1-\omega^2L_1C_1)(1-\omega^2L_2C_2)]^2+\omega^2(C_1R_s)^2(1-\omega^2L_2C_2)^2}$$

2°. $M_{(j\omega)}$ la corecția simplă (L_2, $C_2 = 0$, $C_1 = C_s$):

$$M_{(j\omega)} = \frac{1+j\omega\frac{L_1}{R_s}}{1-\omega^2L_1C_1+j\omega C_1R_s}$$

Se pune condiția de uniformitate în bandă:

$$|M_{(j\omega)}|^2 = 1 \Rightarrow \omega^2L_1^2C_1^2 + C_1^2R_s^2 - 2L_1C_1 - \left(\frac{L_1}{R_s}\right)^2 = 0$$

$$\therefore \omega_1 = + \sqrt{\frac{2L_1C_1+\left(\frac{L_1}{R_s}\right)^2 - C_1^2R_s^2}{(L_1C_1)^2}} = \sqrt{\frac{2\tau_{L_s}\cdot\tau_{C_s}+\tau_{L_s}^2-\tau_{C_s}^2}{\tau_{L_s}^2\tau_{C_s}^2}}$$

3°. Valorile maxime ale lui ω_1 se obțin la compensarea termenilor din numărătorul radicalului său:

1. $2\tau_{L_s}\tau_{C_s} = \tau_{C_s}^2 \Rightarrow \tau_{L_s} = \frac{\tau_{C_s}}{2}$ (4.2.4) $\Rightarrow \omega_{1\,max1} = \sqrt{\frac{1}{\tau_{C_s}^2}} = \mathcal{P}\omega_t = \omega_t$

dacă $t_c \mid_{DNL} \cong 0$

2. $\tau_{L_s} = \tau_{C_s} \Rightarrow \omega_{1\,max2} = \sqrt{\frac{2}{\tau_{L_s}\tau_{C_s}}} = 1{,}41\omega_t$

4°. La care din valorile $\omega_{1\,max1}$ și $\omega_{1\,max2}$ se menține neuniformitatea lui $M_{(j\omega)}$ în bandă? Derivarea lui $|M_{(j\omega)}|$ la $\omega_{1\,max1}$ și $\omega_{1\,max2}$ va arăta acest lucru:

1. $\frac{\partial M_{(j\omega)}}{\partial\omega} = \frac{L_1}{R_s} - C_1R_s \overset{T}{=} 0 \Rightarrow \tau_{L_s} = \tau_{C_s} \Rightarrow$

$\therefore$ la $\omega_{1\,max2}$ $\exists$ *neuniformități* în $M_{(j\omega)} = f(\omega)$

2. Eliminîndu-se $\omega_{1\,max2}$ din discuție, rămîne de văzut ce valoare ia pulsația corectată $\omega_{t\,cor}$ pentru $\omega_{1\,max1}$ la convenția $M_t = 0{,}707$:

$$|M_{(j\omega)}| = \sqrt{\frac{1+\omega^2\frac{\tau_{C_s}^2}{4}}{\left(1-\omega^2\frac{\tau_{C_s}^2}{2}\right)^2+\omega^2\tau_{C_s}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega^4\tau_{C_s}^2 - 2\omega^2\tau_{C_s}^2 - 4 = 0$$

$$\omega^2 = \frac{2\tau_{C_s} \pm \sqrt{4\tau_{C_s}^4+16\tau_{C_s}^4}}{2\tau_{C_s}^4} \Rightarrow \omega_{t\,cor} = \sqrt[n]{3{,}235}\cdot(\tau_{C_s})^{-1} = 1{,}795\ \omega_t \qquad (4.2.5)$$

în ipoteza că $\omega_t \cong \omega_s = \tau_{C_s}^{-1}$

$\tau_{L_s} = \frac{1}{2}\tau_{C_s} \Rightarrow L_1 = \frac{1}{2}C_sR_s^2$ (rel. 2.2.4) și $\omega_{t\,cor} = 1{,}795\,\omega_t$ (rel. 4.2.5 — tabelul 4.2.1)

Scanned with OKEN Scanner

* În cazul corecției complexe* ($L_1 = 0,\ L_2 \neq 0 \Rightarrow \exists\, C_1 \neq C_2 \Rightarrow C_1 + C_2 = C_s$) separarea capacităților componente ale C_s face ca t_c să se micșoreze (se consideră contribuția DNL neprepondorentă) :

$$C_1 = \frac{C_s}{m},\ C_2 = C_s\left(1 - \frac{1}{m}\right) \Rightarrow t_{c\ cor} = \pi C_1 R_s = \frac{t_c}{m} \Rightarrow \omega_{i\ cor} = m\omega_i \qquad (4.2.6)$$

Dacă $C_1 \cong C_2$, $m \cong 2$, ⇒ banda se dublează practic.

La relațiile de proiectare 4.2.6, se adaugă rezonanța lui C_2 cu L_2 și scoaterea pulsației de rezonanță în afara benzii CA/AI :

$$\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \geqslant (5 \div 10)\omega_{i\ cor} \qquad (4.2.7)$$

Cunoscînd C_1, C_2 (prin măsurări de exemplu), se deduce L_2 necesar din 4.2.7.

* Asociind L_1 și L_2 se obține corecția combinată, al cărei rezultat este :

$$\omega_{i\ cor} = (1{,}795 + m)\omega_i \qquad (4.2.8)$$

* Asociind filtrul C_f, R_f și L_1, L_2, se obțin rezultate convenabile pentru CA/AI :

$$\begin{cases} \mathrm{BA}_{cor} = \omega_{i\ cor} - \omega_{j\ cor} \cong \omega_{i\ cor} = N\omega_i\ N_{max} \cong 3{,}6 & (4.2.9) \\ t_{c\ cor} = \pi(\omega_{i\ cor})^{-1} = \dfrac{1}{N} t_c & (4.2.10) \\ \Delta A_{\%cor} \cong 0 \end{cases}$$

și aceasta cu mijloace simple, ce se pot monta ușor și repede în circuit. De subliniat că aceste rezultate sînt valabile numai dacă Z_s, Z_c au contribuția preponderentă în t_c și ΔA.

4.2.2. Forțarea funcționării DNL în regim direct și invers

Funcționarea în regim direct și invers nu este inovația acestei lucrări, original este însă modul de tratare a acestei corecții, încadrarea calculelor în concepția unitară originală, care abstractizează tehnologiile DNL cu FPS și tipul de montaj fundamental, dîndu-se răspunsul teoretic pentru proiectarea fiecărei etape.

FPS poate fi accelerat atît la CD cît și la CI, micșorîndu-se timpul de tranzit înspre *col* sau dinspre *col*, respectiv t_{cd} și t_{ci}. Forțarea funcționării DNL în regim direct și invers constă în aplicarea unei excitații a cărei amplitudine E depășește ecartul de comandă al zonei active (rel. 1.4.9), ceea ce se vede și pe caracteristicile de ieșire generalizate din fig. 4.2.4.

Amplitudinea E poate atinge la CD valoarea parametrului de comandă P^{CD}_{comF}, iar la CI valoarea parametrului de comandă P^{CI}_{comF}, la care indicele F are semnificația „fictiv", corectă din punct de vedere al caracteristicilor de ieșire. Zona activă normală (N) are loc pe caracteristica dinamică cuprinsă

* Cazul corecției complexe este calculat amplu, într-o tratare originală, în [127].

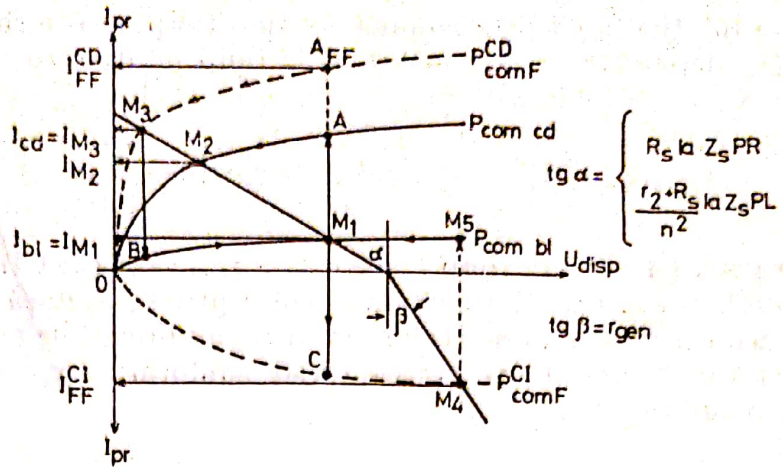


Figura 4.2.4. Planurile fictive ale caracteristicilor statice în regim direct și invers. În cadranul I, dreapta de sarcină este R_s sau R_s' — iar în cadranul IV este r_{gen}

între M_1,M_2 iar cea forțată între M_2M_3 (CD) și M_1M_4 (CI). Curentul principal se modifică în timp conform cu graficul 4.2.5 *indiferent de tehnologia de realizare a DNL.*

Se remarcă :

— parcurgerea CD cu o constantă de timp $\tau_{i\ cd}$ (τ_{iN} la CD), către valoarea *finală fictivă* $I_{FF}^{CD} \gg I_{cd(M2)}$, deci micșorarea t_{cd} conform cu relația :

$$I_{cd(M2)} = I_{FF}^{CD}\ (1 - e^{-t_{cd\ cor}/\tau_{i\ cd}}) \Rightarrow t_{cd\ cor} = \tau_{i\ cd} \ln \frac{I_{FF}^{CD}}{I_{FF}^{CD} - I_{cd(M2)}} \qquad (4.2.11)$$

— cumularea de purtători de sarcină în spațiul de tranzit sau stocarea (*st*) într-un excedent egal cu :

$$Q_{st} = C_{intr}[E - (P_{com\ cd} - P_{com\ bl})] \qquad (4.2.12)$$

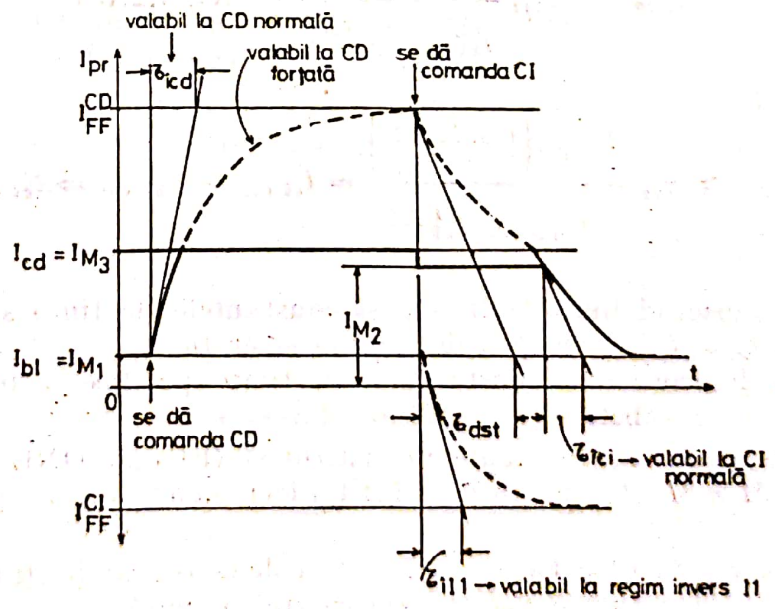


Figura 4.2.5. Răspunsul în curent al CA după forțarea în regim direct (cadranul I — fig. 4.2.4) și în regim invers (cadranul IV — fig. 4.2.4)

Scanned with OKEN Scanner

— mărirea inerției la CI prin adăugarea unui timp de resorbție sau destocare (t_{dst}) a Q_{st} dependent de o constantă de timp de destocare τ_{dst}; timpul de destocare se evaluează astfel:

$$I_{cd(M2)} = I_{FF}^{CD} e^{-t_{dst}/\tau_{dst}} \Rightarrow t_{dst} = \tau_{dst} \ln \frac{I_{FF}^{CD}}{I_{cd(M2)}} \qquad (4.2.13)$$

— parcurgerea CI într-un timp $t_{ci} = \pi\tau_{i\,ci}$($\tau_{i\,ci} = \tau_{iN}$ la CI) dacă regimul invers *nu e forțat*, sau într-un timp mai mic, notat prin $t_{ci\,cor}$ dacă el este forțat; acesta se deduce ținînd seama de stabilirea unei amplificări de curent în regim invers I1, deci a unui curent invers care crește conform cu τ_{tI1} și e parte dintr-un curent rezultant I_{rez}:

$$I_{rez} = \overbrace{I_{FF}^{CD} e^{-t/\tau_{dst}}}^{T_1}\Big|_0^{t_{dst\,cor}} + \overbrace{I_{cd(M2)} e^{-t/\tau_{tci}}}^{T_2}\Big|_{t_{dst\,cor}}^{t_{ci\,T\,cor}} - \overbrace{I_{FF}^{CI}(1 - e^{-t/\tau_{tI1}})}^{T_3}\Big|_0^{t_{ci\,T\,cor}} \qquad (4.2.14)$$

unde $t_{dst\,cor}$ este timpul de destocare corectat,
iar $t_{ciT\,cor}$ este timpul total de comutație inversă corectat.

De fapt din relația 4.2.14 se pot determina: timpul de destocare corectat $t_{dst\,cor}$ și timpul total de comutație inversă corectat $t_{ci\,T\,cor}$, punînd condițiile 4.2.15 și respectiv 4.2.16:

$$\text{la } t = t_{dst\,cor} \Rightarrow I_{rez} = I_{cd(M2)} = T_1 + T_3;\ (T_2 = 0) \qquad (4.2.15)$$

$$\text{la } t = t_{ci\,T\,cor} \Rightarrow I_{rez} = 0 = T_2 + T_3;\ (T_1 = 0) \qquad (4.2.16)$$

Considerînd că prin corectare cele trei procese parțiale cuprinse în relația 4.2.14 se termină în cadrul unei constante de timp specifice, se rezolvă sistemul 4.2.15—4.2.16 folosind descompunerea $e^{-x} \cong 1 - x$:

$$t_{dst\,co} \cong \tau_{dst} \frac{I_{FF}^{CD} - I_{cd(M2)}}{I_{FF}^{CD} - I_{FF}^{CI}\frac{\tau_{dst}}{\tau_{tI1}}} (< \text{rel. } 4.2.13) \qquad (4.2.17)$$

$$t_{ciT\,cor} \cong \tau_{tci} \frac{I_{cd(M2)}\left(1 + \frac{t_{dst\,cor}}{\tau_{i\,ci}}\right)}{I_{cd(M2)} + I_{FF}^{CI}\frac{\tau_{tci}}{\tau_{tI1}}} = t_{ci\,cor} + t_{dst\,cor} \Rightarrow t_{ci\,co} \qquad (4.2.18)$$

Evident, cunoscînd limitele fictive și constantele de timp specifice, I_{rez} și timpii (t_{dst}, $t_{ci\,T}$, t_{ci})$_{cor}$ se pot determina și grafic.

Privitor la determinarea constantelor de timp specifice se precizează că, în conformitate cu tabelele paragrafelor 2.2÷2.4.

* $\tau_{i\,cd}$ este τ_{iN} în care elementele constitutive (EC) ale DNL se calculează pe porțiunea $M_1AM_2M_3$ pe graficul 4.2.4 (deci media valorii pentru patru puncte);

* $\tau_{i\,cd}$ este τ_{iN} în care EC ... DNL se calculează pe porțiunea M_3BM_1 pe graficul 4.2.4 (deci media valorii pentru trei puncte);

* τ_{tI1} se calculează cu EC ale DNL de pe porțiunea M_1CM_4 a graficului 4.2.4;

Scanned with OKEN Scanner

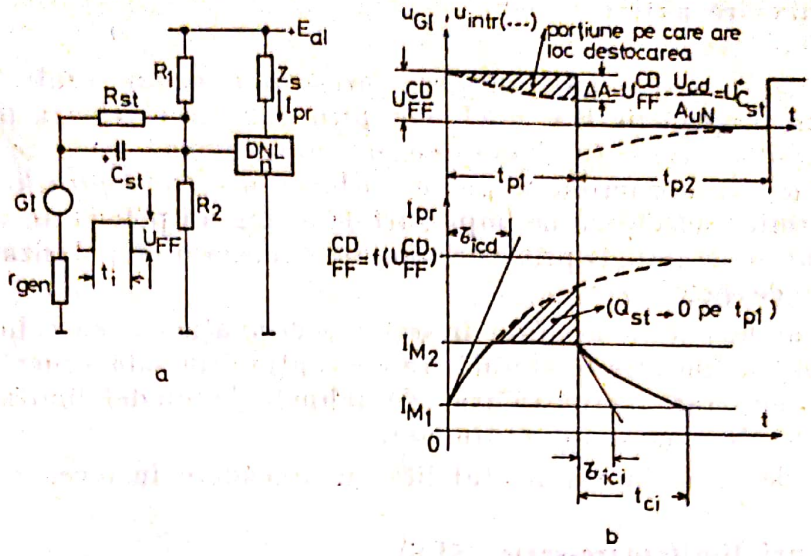


Figura 4.2.6. *a)* schemă de corecție a stocării; *b)* formele de undă de tensiune la intrare și de curent la ieșire

* τ_{dst} se calculează conform cu fenomenul fizic: C_{intr} încărcat cu Q_{st} se descarcă pe un circuit cu $r_{ieș} = r_{ieș\ M2} \Rightarrow$

$$\tau_{dst} \cong C_{intr}\, r_{ieș\ M2} \tag{4.2.19}$$

unde C_{intr} se calculează în montajul și regimul specific (tabelele 2.2.1.A, 2.3.1.A, 2.4.1.A)

Caracteristicile fictive se determină prin extrapolarea planului activ:

$$I_{FF}^{CD} \cong A_{iN} \cdot I_{intr}^{+}, \qquad I_{FF}^{CI} \cong A_{i11} \cdot I_{intr}^{-} \tag{4.2.20}$$

unde I_{intr}^{+}, I_{intr}^{-} sînt amplitudinile excitației-curent ($e_{(t)} = i_{(t)}$), aplicată ca impuls bipolar ce depășește P_{com} al zonei active la intrarea CA/AI, montat în COM, sau EM, sau COL.

O schemă practică în care se realizează impulsul bipolar este cea din fig. 4.2.6; la încărcarea și descărcarea capacității C_{st} se obțin următoarele relații de proces fizic și respectiv de proiectare:

$$C_{st} \uparrow \Rightarrow \tau_{inc} = C_{st}(r_{gen} + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{intr\ cd}) \Rightarrow \tag{4.2.21}$$

$$u_{C_{st}} = U_{FF}^{CD}\,(1 - e^{-t/\tau_{inc}}) \Rightarrow \tag{4.2.22}$$

$$U_{C_{st}(tp)}^{+} = U_{FF}^{CD}\,(1 - e^{-t_{p_1}/\tau_{inc}})\; U_{FF}^{CD} - U_{cd}/A_{uN} \tag{4.2.23}$$

(prin urmare destocarea începe încă pe t_{p1})

$$C_{st} \downarrow \Rightarrow \tau_{desc} = C_{st}(r_{gen} + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{intr\ bl}) \parallel R_{st} \tag{4.2.24}$$

$$u_{C_{st}} = (U_{FF}^{CD} - U_{cd}/A_{uN})\, e^{-t/\tau_{desc}} \Rightarrow \tag{4.2.25}$$

$$t_{dst} \cong 0 \Rightarrow t_{ci\ T\ cor} \cong t_{ci} \tag{4.2.26}$$

Relațiile 4.2.21÷4.2.26 servesc la determinarea C_{st}, R_{st}, R_1, R_2 conform cu performanțele $t_{cd\ cor}$, t_{ci} necesar a fi realizate.

Scanned with OKEN Scanner

4.2.3. Limitatoare pasive

Limitatoarele pasive îmbunătățesc forma impulsului rezultat la AI; ele nu *corectează* propriu-zis BA a AI, dar *prin limitare* nivelează palierul, ceea ce e asimilabil cu $\omega_j = 0$, și micșorează amplitudinea, ceea ce e asimilabil cu $\omega_{t\ cor} > \omega_t$. În ansamblu se poate vorbi de o *corecție prin limitare*. Totodată, ele permit: selectarea de impulsuri de o singură polaritate sau formarea diferitelor forme de impuls prin varierea unor tensiuni de polarizare conținute în schemele de polarizare.

Limitatoarele pot fi montate în serie, în derivație cu semnalul de la ieșire sau în scheme de limitare bilaterală. În concepția originală a lucrării, și aceste montaje se pot trata desensibilizat de tehnologia diodei limitatoare (DL), așa cum se poate urmări în continuare.

Relațiile de proiectare sînt stabilite cu precădere în ideea corecției prin limitare.

I. Structuri limitatoare-serie (SLS)

În fig. 4.2.7 e prezentat un SLS în care dioda D e modelată prin rezistența R_d și capacitatea proprie C_d. În funcție de fenomenele fizice ce au loc, se stabilește variația tensiunii de ieșire cînd se aplică la intrare un impuls bipolar (fig. 4.2.8) de amplitudine totală $U_{intr\ T}$ (D conduce la U^+_{intr});

$$U_{intr\ T} = U^-_{intr} + U^+_{intr} \tag{4.2.27}$$

* la U^-_{intr}, $R_d = R_{inv} \cong \infty \Rightarrow i_2 \cong 0 \Rightarrow i_4 \cong 0 \Rightarrow U_{ieș(0)} \cong U_{intr\ T} \times \dfrac{C_d}{C + C_d}$ (4.2.28)

* la U^+_{intr}, $R_d = R_{dir} \cong 0 \Rightarrow C \uparrow \Rightarrow u_{ieș} = U^+_{intr} \dfrac{R}{R + R_{dir}} (1 - e^{-t/\tau_{cd}})$ (4.2.29)

unde

$$\tau_{cd} = (C + C_d) \cdot R \parallel R_{dir} \tag{4.2.30}$$

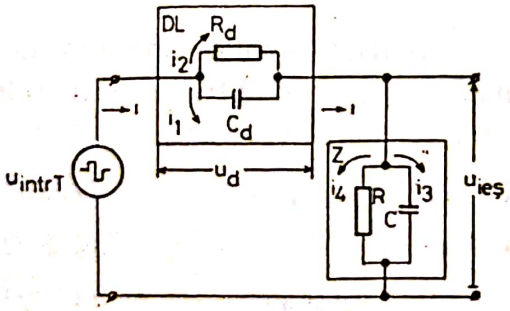


Figura 4.2.7. Schema echivalentă a unui circuit de limitare cu diodă serie (SLS)

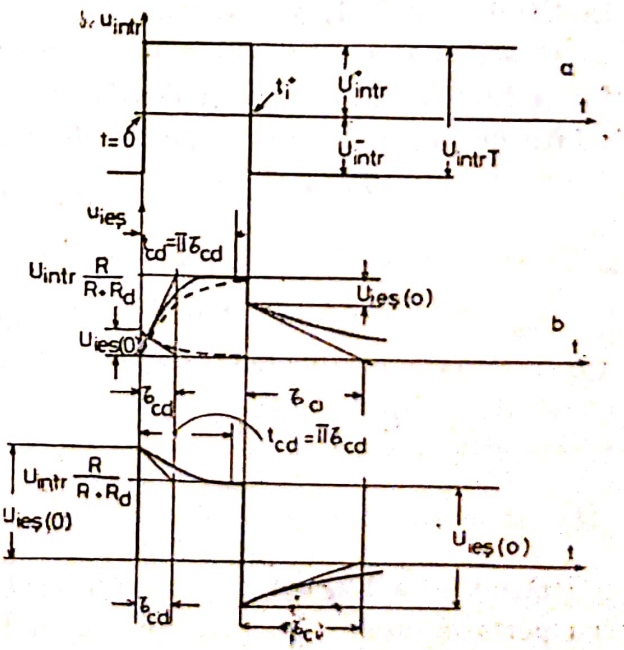


Figura 4.2.8. Formele de undă în impuls la SLS: *a)* tensiunea aplicată la intrare, *b)* tensiunea rezultată la ieșire cînd primează efectul integrator al rețelei, *c)* tensiunea de la ieșirea SLS cînd efectul său este diferențiator

Scanned with OKEN Scanner

Întrucît sarcina $Q_{(0)} = CU_{ieș(0)}$, înmagazinată cîtă vreme SLS e un divizor capacitiv (rel. 4.2.28), începe să descrească odată cu încărcarea lui C, expresia tensiunii de ieșire este :

$$u_{ieș(t)} = U_{ieș(0)}\, e^{-t/\tau_{cd}} + U^{+}_{intr}\,\frac{R}{R + R_{dir}}\,(1 - e^{-t/\tau_{cd}}) \qquad (4.2.31)$$

Observîndu-se caracterul mixt, derivator și integrator al lui $u_{ieș(t)}$, în mod original, în lucrare se introduce noțiunea de „raport de preponderență ρ_{pr}", pentru a ușura determinarea condițiilor în care SLS devine circuit corector al u_{intr} :

$$\rho_{pr} = \frac{U^{+}_{intr}\,\frac{R}{R + R_{dir}}\,(1 - e^{-t/\tau_{cd}})}{(U^{+}_{intr} + U^{-}_{intr})\,\frac{C_d}{C + C_d}\,e^{-t/\tau_{cd}}} \doteqdot \begin{cases} > 1 & \text{integrarea e preponderentă} \\ = 1 & \\ < 1 & \text{derivarea e preponderentă} \end{cases} \qquad (4.2.32)$$

După parcurgerea t_{cd} al SLS, notat prin $t_{cd\,L} = \pi\tau_{cd}$ (sau în general prin t_{cL}), ρ_{pr} conduce la :

$$19{,}08437\,\frac{1 + \frac{C}{C_d}}{1 + \frac{R_{dir}}{R}} \begin{matrix} > \\ = \\ < \end{matrix} 1 + \left(\frac{U^{-}_{intr}}{U^{+}_{intr}}\right) \qquad (4.2.33)$$

Ținînd seama de distorsiunile tensiunii de intrare respectiv de $t_{c\,intr}$, ΔA_{intr}, corecțiile se obțin :

$$\text{la } \rho_{pr} > 1, \text{ dacă } t_{c\,intr} + t_{cL} \leqslant t_i \qquad (4.2.34)$$

(în caz contrar atenuarea de la ieșire e mai mare decît de $[U_{intr}\,((R/(R + R_{dir})))]$ ori

$$\text{la } \rho_{pr} < 1, \text{ dacă } \Delta A^{+}_{intr} \geqslant U_{ieș(0)} - U_{intr}\,\frac{R}{R + R_{dir}} \qquad (4.2.35)$$

(în caz contrar se obține $\Delta A_{ieș} > \Delta A_{intr}$)

$$\text{la } \rho_{pr} = 1 - \text{necondiționat (caz ideal pentru corecție)} \qquad (4.2.36)$$

Dacă D conduce la U^{-}_{intr}, în expresia 4.2.31 se produc următoarele modificări :

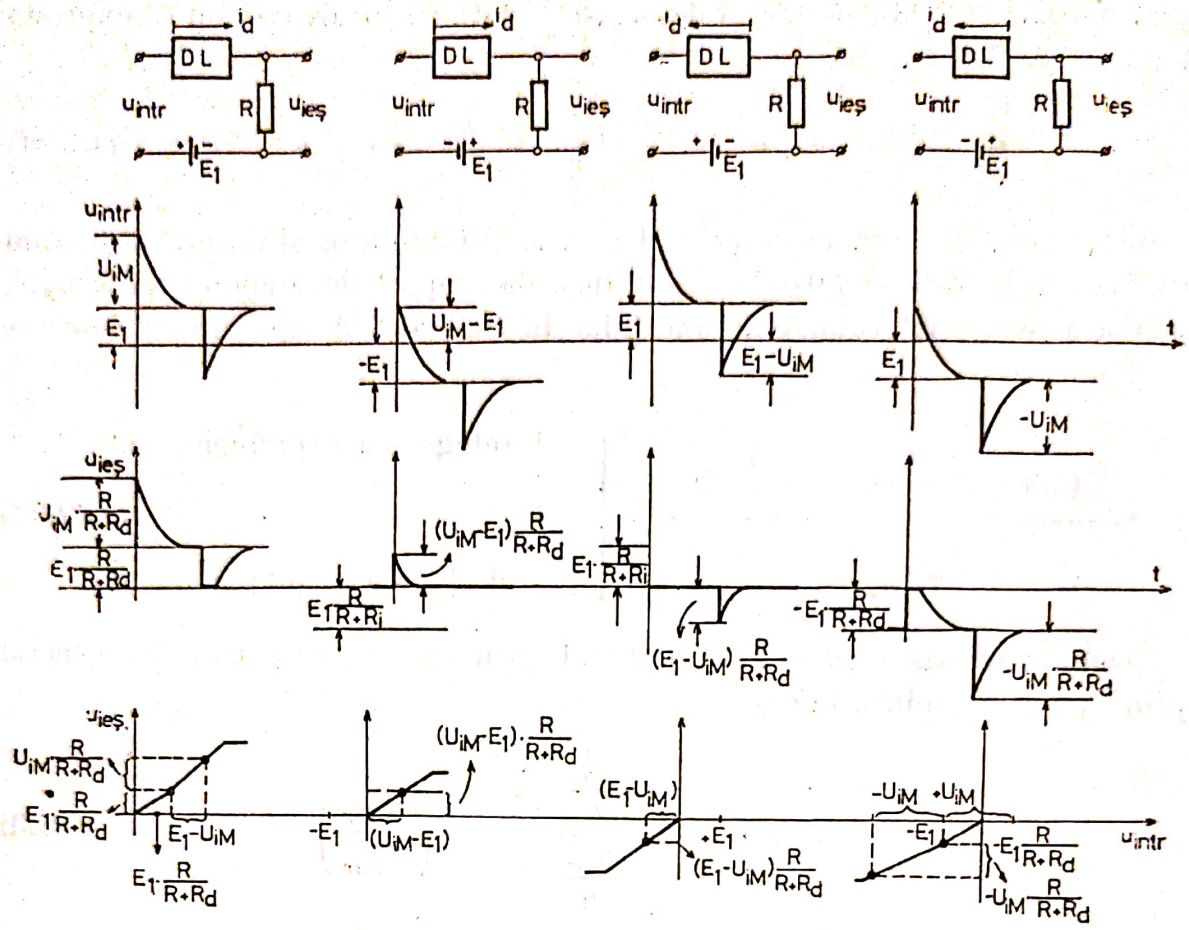
$$\tau_{cd} \to \tau_{ci} = (C + C_d)\cdot R \parallel R_{inv},\ R_{dir} \to R_{inv} \text{ și } t_{cd} \to t_{ci} = \pi\tau_{ci} \qquad (4.2.37)$$

Evident $\tau_{cd} < \tau_{ci}$, așa că, în intervalul $T - t_i$ corecția are loc dacă

$$t_{c\,intr} + t_{ciL} < T - t_i \qquad (4.2.38)$$

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.2.2.



Asupra modalităților de obținere a diferite forme de undă cu SLS nu se insistă, ele doar se sintetizează în figurile 4.2.9 *a*) și 4.2.9 *b*) pentru care în relația 4.2.31 corespund modificările

$$u_{intr} \rightarrow u_{intr} \pm E_1 \text{ (fig. 4.2.9 a)} \qquad (4.2.39)$$

$$u_{ieș} \rightarrow u_{ieș} \pm E_2 \text{ (fig. 4.2.9 } b) \qquad (4.2.40)$$

cu consecințele corespunzătoare asupra lui ρ_{pr}. Scheme practice și dezvoltarea acestei probleme se pot urmări în [127]. Aici, ele sînt sintetizate în tabelul 4.2.2.

II. **Structuri limitatoare paralel (SLP)**

În fig. 4.2.10 e prezentat un SLP în care se mențin notațiile schemei 4.2.7.

La aplicarea unui impuls bipolar cu $U_{intr\ T} = U^{-}_{intr} + U^{+}_{intr}$ (rel. 4.2.27), au loc limitări ale polarităților respective în funcție de regimul de conducție

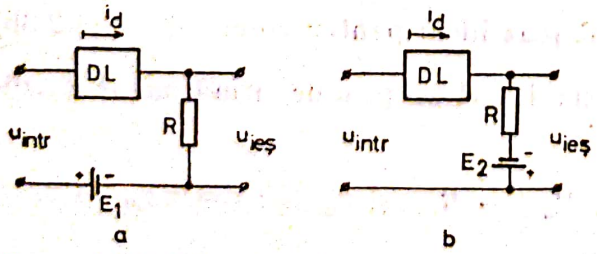


Figura 4.2.9. Schema SLS cu sursă de polarizare : *a)* cu sursa (E_1) serie cu semnalul de intrare, *b)* cu sursa (E_2) paralel cu semnalul de ieșire.

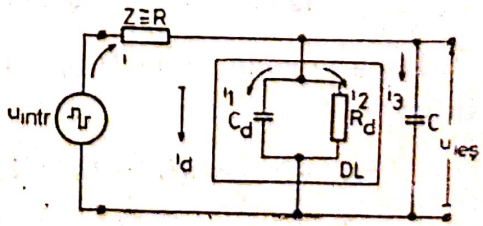
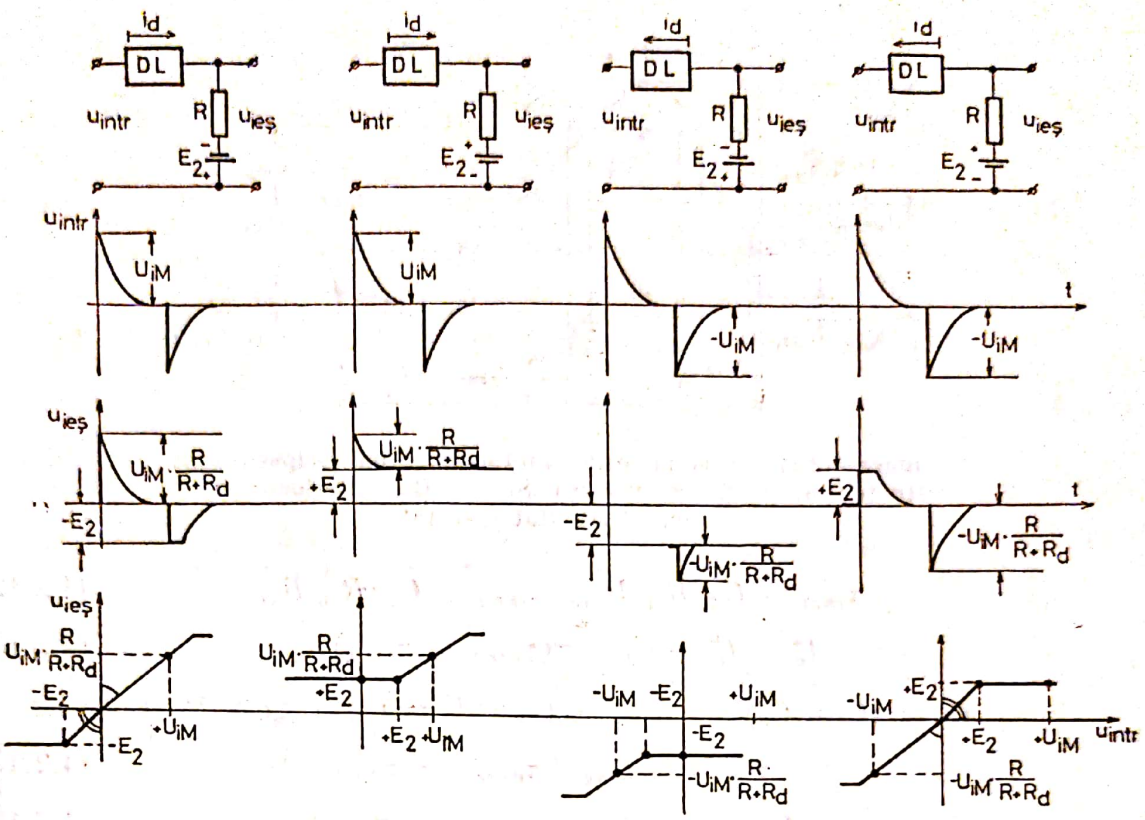


Figura 4.2.10. Schemă echivalentă a unui circuit de limitare cu diodă paralel (SLP)



a diodei D ; atingerea acestor CVS se face cu modificarea t_c în cursul unei tranziții, pentru că dioda, prezintă ambele regimuri de conducție în acest interval de timp — ceea ce se vede în fig. 4.2.11. Tensiunea $u_{ieș}$ are caracter integrator. Relațiile de calcul pentru D conducînd la U^+_{intr} sînt :

$$C_T = (C+C_d)\uparrow \Rightarrow u_{ieș} = \overbrace{U^-_{intr}\frac{R_{inv}}{R+R_{inv}}(1-e^{t/\tau_{inc\,1}})}^{U^-_{ieș}} + \overbrace{U^+_{intr}\frac{R_{dir}}{R+R_{dir}}(1-e^{-t/\tau_{inc\,2}})}^{U^+_{ieș}} \qquad (4.2.41)$$

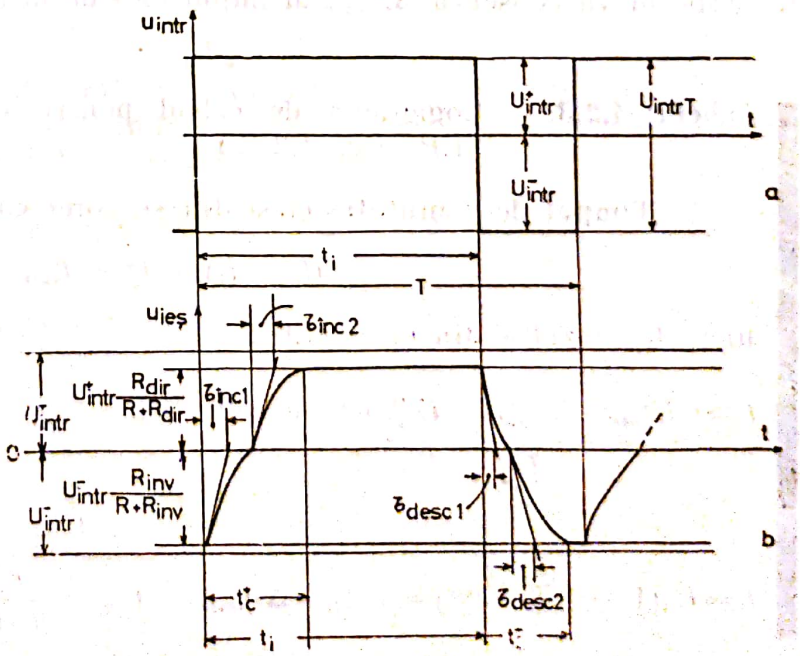


Figura 4.2.11. Formele de undă în impuls la SLP : *a)* tensiunea aplicată la intrare, *b)* tensiunea obținută la ieșire

Scanned with OKEN Scanner

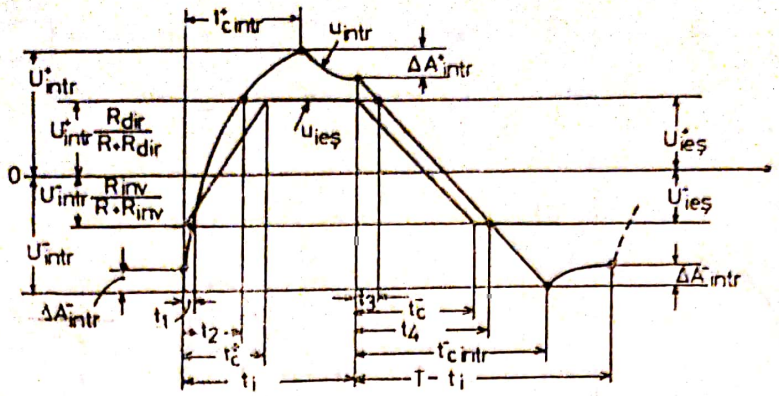


Figura 4.2.12. Corecția prin limitare: curba acoperitoare este tensiunea de la intrarea SL; curba interioară este semnalul rezultat corectat

$$\tau_{inc1} = C_T \cdot R \parallel R_{inv},\ \tau_{inc\,2} = C_T \cdot R \parallel R_{dir} \tag{4.2.42}$$

$$t_c^+ = t_{c1}^+ + t_{c2}^+ = \pi(\tau_{inc\,1} + \tau_{inc\,2}) \tag{4.2.43}$$

$$C_T = (C + C_d) \downarrow \Rightarrow u_{ieş} = U_{ieş}^+ e^{-t/\tau_{desc\,1}} + U_{ieş}^- e^{-t/\tau_{desc\,2}} \tag{4.2.44}$$

$$\tau_{desc\,1} = \tau_{inc\,2},\ \tau_{desc\,2} = \tau_{inc\,1} \tag{4.2.45}$$

$$t_c^- = t_{c1}^- + t_{c2}^- = \pi(\tau_{inc\,2} + \tau_{inc\,1}) \tag{4.2.46}$$

Considerînd şi distorsiunile semnalului de intrare, $t_{c\,intr}$, ΔA_{intr}, corecția prin limitare are loc în anumite condiții (fig. 4.2.12), prezentate în tabelul 4.2.3.

Dacă nu se îndeplinesc condițiile tabelului 4.2.3, are loc o limitare fără corecție, la care timpii de comutație rezultați după limitare iau valorile:

$$t_{cL}^+ = (t_2 - t_1) + t_c^+ \text{ respectiv } t_{cL}^- = (t_4 - t_3) + t_c^- \tag{4.2.57}$$

iar palierul va conserva $\Delta A_{intr}^{\pm}$ al impulsului de la intrare.

* * *

Tabelul 4.2.3. — Logigrama de calcul pentru corecția prin limitare a SLP (fig. 4.2.12)

1°. Timpul de comutație crescător se corectează dacă:

$$(t_2 - t_1) + t_c^+ < t_{intr}^+ \tag{4.2.47}$$

unde $t_{1,2}$ rezultă din egalitățile:

$$t_1 \Rightarrow \underbrace{(|U_{intr}^- - \Delta A_{intr}^-| + U_{intr}^+)}_{U_1}(1 - e^{-\pi t_1/t_{c\,intr}^+}) = |U_{intr}^- - \Delta A_{intr}^-| - U_{ieş}^- | \tag{4.2.48}$$

$$t_2 \Rightarrow U_1(1 - e^{-\pi t_2/t_{c\,intr}^+}) = |U_{intr}^- - \Delta A_{intr}^-| + \overbrace{|U_{intr}^- \cdot \frac{R_{inv}}{R+R_{inv}}|}^{U_{ieş}^-} + \overbrace{U_{intr}^+ \frac{R_{dir}}{R+R_{dir}}}^{U_{ieş}^+} \tag{4.2.49}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$\therefore t_2 - t_1 = \frac{t_{c\,intr}^{+}}{\pi}\left[\ln\frac{1}{1-\dfrac{|U_{intr}^{-}-\Delta A_{intr}^{-}|-|U_{ieş}^{-}|}{|U_{intr}^{-}-\Delta A_{intr}^{-}|+U_{intr}^{+}=U_1}} - \right.$$

$$\left. - \ln\frac{1}{1-\dfrac{|U_{intr}^{-}-\Delta A_{intr}^{-}|+|U_{ieş}^{-}|+U_{ieş}^{+}}{U_1}}\right] \qquad (4.2.50)$$

2°. Timpul de comutaţie descrescător se corectează dacă:

$$(t_4 - t_3) + t_c^{-} < t_{c\,intr}^{-} \qquad (4.2.51)$$

unde $t_{3,4}$ rezultă din egalităţile:

$$t_3 \Rightarrow \underbrace{(U_{intr}^{+}-\Delta A_{intr}^{+}+|U_{intr}^{-}|)}_{U_2}\, e^{-\pi t_3/t_{c\,intr}^{-}} = (U_{intr}^{+}-\Delta A_{intr}^{+}) - U_{ieş}^{+} \qquad (4.2.52)$$

$$t_4 \Rightarrow U_2\, e^{-\pi t_4/t_{c\,intr}^{-}} = (U_{intr}^{+} - \Delta A_{intr}^{+} + U_{ieş}^{+} + |U_{ieş}^{-}| \qquad (4.2.53)$$

$$\therefore t_4 - t_3 = \frac{t_{c\,intr}^{-}}{\pi}\left[\ln\frac{U_2}{(U_{intr}^{+}-\Delta A_{intr}^{+})-U_{ieş}^{+}} - \right.$$

$$\left. - \ln\frac{U_2}{(U_{intr}^{+}-\Delta A_{intr}^{+})+U_{ieş}^{+}+|U_{ieş}^{-}|}\right] \qquad (4.2.54)$$

3°. Palierul se corectează dacă

$$U_{ieş}^{+} \leqslant U_{intr}^{+} - \Delta A_{intr}^{+} \Rightarrow \frac{R}{R_{dir}} \geqslant \frac{1}{1-\Delta A_{\%\,intr}^{+}} - 1 \qquad (4.2.55)$$

$$|U_{ieş}^{-}| \leqslant |U_{intr}^{-} - \Delta A_{intr}^{-}| \Rightarrow \frac{R}{R_{inv}} \geqslant \frac{1}{1-\Delta A_{\%\,intr}^{-}} - 1 \qquad (4.2.56)$$

Asupra modalităţilor de obţinere a diferite forme de undă cu SLP nu se insistă, ele sînt doar sintetizate în fig. 4.2.13, la care, prin introducerea sursei de polarizare E, relaţiile 4.2.41, respectiv 4.2.44, iau aspectul:

$$\begin{matrix} C_T \uparrow \\ D \downarrow \end{matrix} \Rightarrow u_{ieş} = U_{ieş}^{-}(1 - e^{-t/\tau_{inc\,1}}) + U_{ieş}^{+}(1 - e^{-t/\tau_{inc\,2}}) \pm E \qquad (4.2.58)$$

$$\begin{matrix} C_T \downarrow \\ D \downarrow \end{matrix} \Rightarrow u_{ieş} = U_{ieş}^{+}\, e^{-t/\tau_{desc\,1}} + U_{ieş}^{-}\, e^{-t/\tau_{desc\,2}} \pm E \qquad (4.2.59)$$

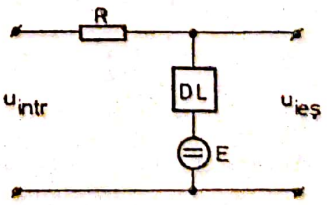
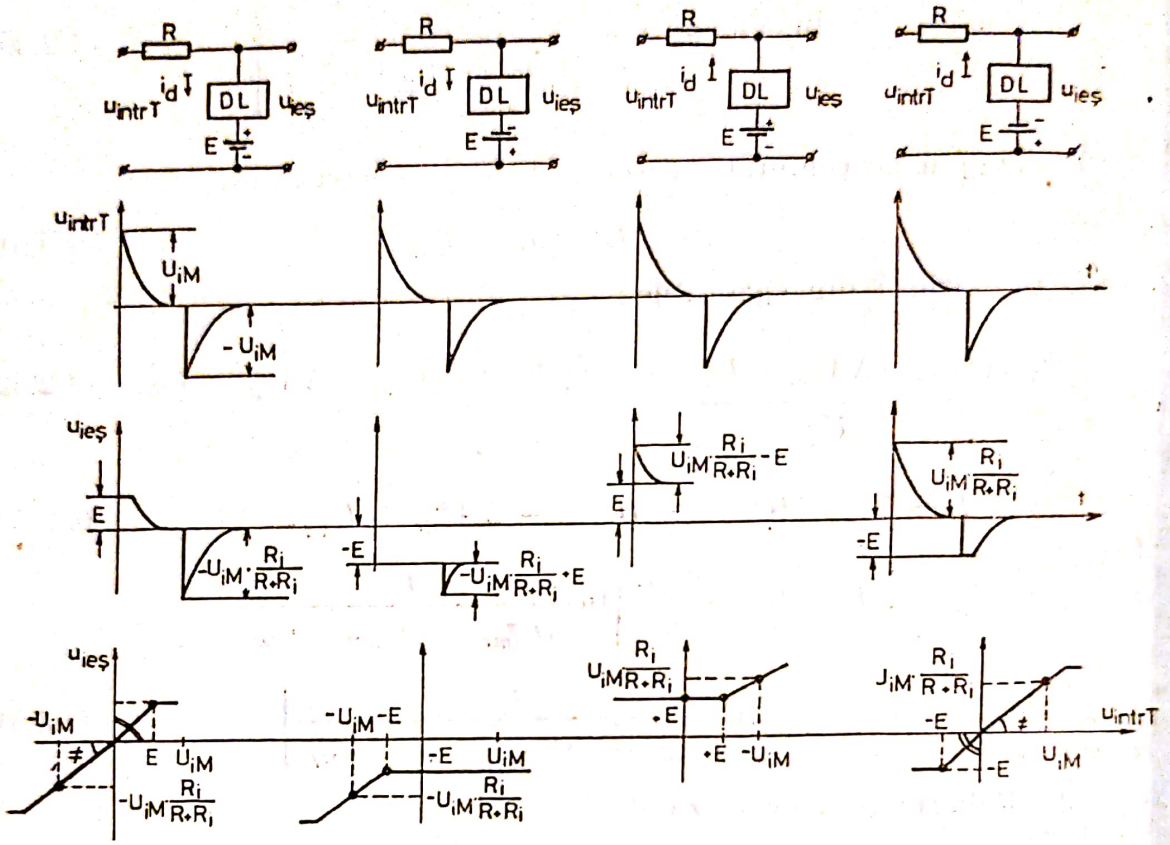


Figura 4.2.13. Schemă SLP cu sursă de polarizare (E paralel cu semnalul de la ieşire)

Scanned with OKEN Scanner

Scheme practice și comentarea lor se pot urmări în [127]. Aici ele sînt sintetizate în tabelul 4.2.4.

Tabelul 4.2.4



III. Limitarea bilaterală

Se știe că o astfel de limitare îmbină limitarea inferioară cu cea superioară. Schemele generalizate sînt de tip SLS sau SLP, ca în fig. 4.2.14 *a*) și *b*) ca atare relațiile de calcul pentru amplitudini, timpi de comutație, condițiile de corecție prin limitare sînt deja stabilite mai sus.

Ceea ce se subliniază aici este că la condițiile de corecție trebuie ținut seama de faptul că efectele integratoare și derivatoare ale sistemelor de structuri se cumulează și că atare t_c, ΔA vor fi mai mari decît în cazurile anterioare

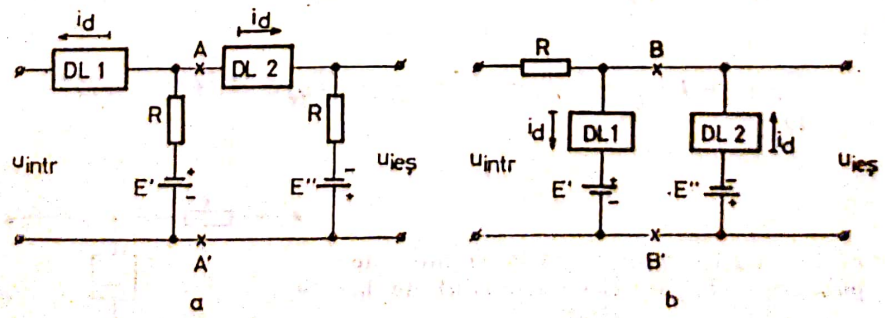


Figura 4.2.14 Scheme de limitare bilaterală: *a)* SLS cu sursă de polarizare, *b)* SLP cu sursă de polarizare

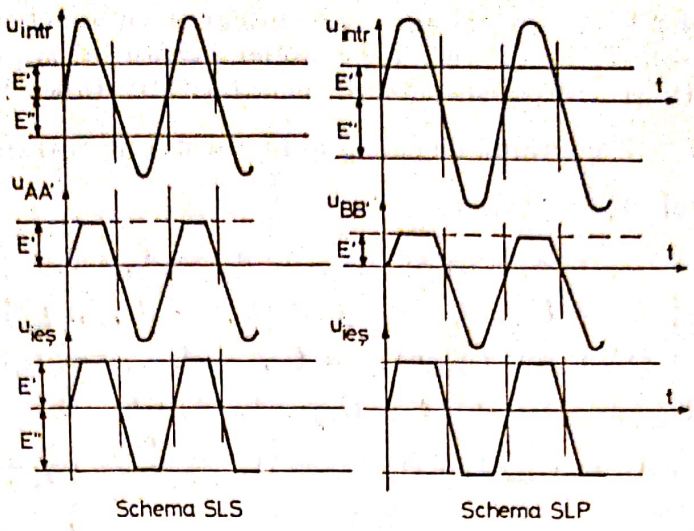


Figura 4.2.15. Exemplificarea limitării bilaterale pe forme de undă la SLS

Figura 4.2.16. Exemplificarea limitării bilaterale pe forme de undă la SLP

pentru aceleaşi elemente de circuit. Modalităţi de obţinere a diferite forme de undă se descriu în [127]. În cazul transformării unei sinusoide în impuls procesele au loc ca în fig. 4.2.15, 4.2.16.

4.2.4. **Reacţia**

În cadrul corecţiei BA, interesează influenţa reacţiei asupra mărimilor ce caracterizează factorul de transfer A_u şi funcţia indicială $h_{(t)}$ a CA/AI, modurile de realizare a reacţiei şi exemple de scheme practice. Aceste aspecte vor fi prezentate în continuare.

I. **Influenţa reacţiei asupra A_u şi $h_{(t)}$**

Se consideră CA/AI din fig. 4.2.17, unde la U_{intr} se însumează algebric tensiunea de reacţie U_r în etajul de eroare ε, ca urmare a preluării $U_{ieş}$ de către structura de transfer a mărimii de reacţie cu un factor de transfer A_r.

CA/AI are factorul de transfer fără reacţie $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$, iar U_{zg1}, U_{zg2} sînt tensiuni de zgomot aplicate la intrare şi respectiv pe parcurs.

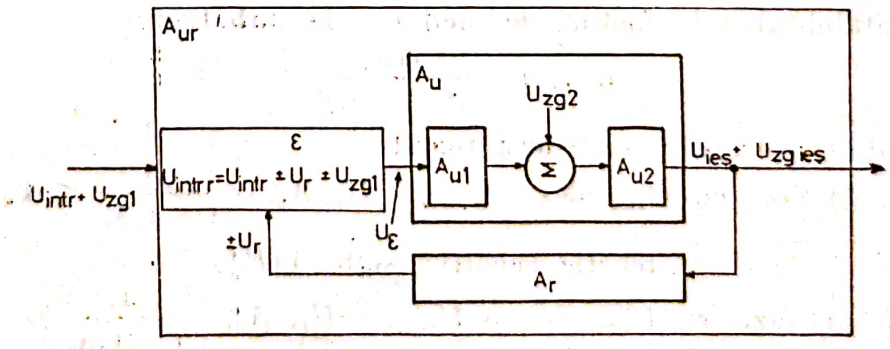


Figura 4.2.17. Schemă CA cu reacţie

La schema 4.2.17 se va calcula: amplificarea cu reacție la semnal util, A_{ur}, și la zgomote, $A_{ur(zg)}$, — efectul reacției asupra lui ω_i, ω_j, l_c, ΔA ca și asupra stabilității și a distorsiunilor de neliniaritate (tabelul 4.2.5).

Tabelul 4.2.5 — Logigrama de calcul al factorului de transfer cu reacție A_{ur}

1°. Calculul A_{ur}:

$$\begin{cases} U_r = A_r(U_{ieș} + U_{zg\ ieș}),\ A_u = A_{u1}\cdot A_{u2} \\ U_e = U_{intr} + U_{zg1} \pm A_r(U_{ieș} + U_{zg\ ieș}) \\ (U_eA_{u1} + U_{zg2})A_{u2} = U_{ieș} + U_{zg\ ieș} \Rightarrow \end{cases}$$

$$U_{intr}A_u + U_{zg1}A_u \pm U_{ieș}A_u\cdot A_r \pm U_{zg\ ieș}A_u\cdot A_r + U_{zg2}A_{u2} = U_{ieș} + U_{zg\ ieș}$$

$$\therefore U_{intr}A_u = U_{ieș}(1 \mp A_uA_r) \Rightarrow A_{ur} = \frac{U_{ieș}}{U_{intr}} = \frac{A_u}{1 \mp A_uA_r} \quad (4.2.60)$$

$$U_{zg1}A_u + U_{zg2}A_{ur} = U_{zg\ ieș}(1 \mp A_uA_r) \Rightarrow A_{ur(zg1)} = \frac{U_{zg\ ieș}}{U_{zg1}} \equiv A_{ur} \quad (4.2.61)$$

$$\Rightarrow A_{ur(zg2)} = \frac{U_{zg\ ieș}}{U_{zg2}} = \frac{A_{u2}}{1 \mp A_uA_r} \quad (4.2.62)$$

$$\therefore A_{ur(zg2)} < A_{ur(zg1)}$$

2°. Calculul BA folosind A_{ur} și $A_u = \frac{A_{u(0)}}{1 + j\omega\tau_i} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_j}}$:

$$A_{ur} = \frac{A_{u(0)}}{1 \mp A_{u(0)}A_r} \times \frac{1}{1 + j\omega\frac{\tau_i}{1 \mp A_{u(0)}A_r}} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_j(1 \mp A_{u(0)}A_r)}}$$

$$\therefore A_{ur(0)} = \frac{A_{u(0)}}{1 \mp A_{u(0)}A_r} \quad (4.2.63)$$

$$\varphi_{ir} = -\operatorname{arc\,tg}\frac{\omega\tau_i}{1 \mp A_{u(0)}A_r},\ \varphi_{jr} = +\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\omega\tau_j(1 \mp A_{u(0)}A_r)} \quad (4.2.64)$$

$$\tau_{ir} = \frac{\tau_i}{1 \mp A_{u(0)}A_r} \Rightarrow l_{cr} = \pi l_c\frac{1}{1 \mp A_{u(0)}A_r} \quad (4.2.65)$$

$$\tau_{jr} = \tau_j(1 \mp A_{u(0)}A_r) \Rightarrow \Delta A_r = \frac{\Delta A}{1 \mp A_{u(0)}A_r} \quad (4.2.66)$$

3°. Calculul distorsiunilor de neliniaritate:

— semnalul echivalent distorsiunii neamplificate $= D_{intr}/A_u$ (4.2.67)

— semnalul echivalent distorsiunii amplificate $= D_{ieș} = D_{intr}/(1 \mp A_uA_r)$

4°. Stabilitatea la factori de mediu și la îmbătrînire

$$d(A_{ur}) = \frac{d(A_u)}{(1 \mp A_rA_u)^2} \quad (4.2.68)$$

Implicațiile calculelor sînt următoarele:

U_r în fază cu $U_{intr} \Rightarrow \varepsilon = U_{intr} - U_r$, $A_{ur}^- = \frac{A_u}{1 + A_uA_r} < A_u$

$\therefore$ reacție negativă (sign—) (R_φ^+) (4.2.69)

U_r în antifază cu $U_{intr} \Rightarrow \varepsilon = U_{intr} + U_r$, $A_{ur}^+ = \frac{A_u}{1 - A_uA_r} > A_u$

$\therefore$ reacție pozitivă (sign+) (R_φ^+) (4.2.70

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.2.6 — Reacţia de curent serie şi paralel cu EM-N

1°. Schema

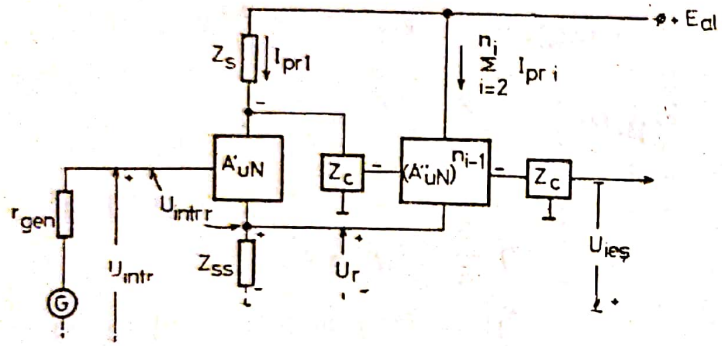


Figura 4.2.18. Schemă reacţie curent-serie

2°. Date : — reacţie de curent-serie (eşantionare pe buclă, comparare pe buclă)

— număr impar n_i de CA/AI pentru ca $U_{ieş} \Rightarrow$ $\Rightarrow (-U_r)$ să fie în antifază ($\uparrow\downarrow$) cu $U_{intr} \Rightarrow R_\varphi^-$

$$\varepsilon = U_{intr} - U_r$$

3°. Calcul :

$$* \quad U_r = (I_{pr\,1} + \sum_{i=2}^{n_i} I_{pr\,i}) Z_{ss} \qquad (4.2.75)$$

$$* \quad A_{uNr} = \frac{A'_{uN}(A''_{uN})^{n_i-1} = A_{uN}}{1 + (I_{pr\,1} + \sum_{i=2}^{n_i} I_{pr\,i}) Z_{ss} \cdot A_{uN}} \qquad (4.2.76)$$

1°. Schema

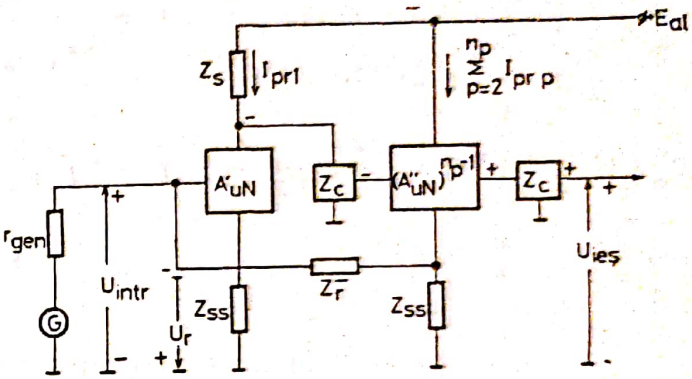


Figura 4.2.19. Schemă de reacţie curent-paralel

2°. Date : — reacţie de curent paralel (eşantionare pe buclă, comparare în nod)

— număr par n_p de CA/AI pentru ca $U_{ieş} \Rightarrow$ $\Rightarrow (-U_r)$ să fie în fază ($\downarrow\downarrow$) cu $U_{intr} \Rightarrow R_\varphi^-$

$$\varepsilon = U_{intr} - U_r$$

3°. Calcul

$$* \quad U_r = \sum_{p=2}^{n_p} I_{pr\,p} \cdot Z_{ss} \times \frac{Z_{intr\,1}}{Z_{intr\,1} + Z_r^-} \qquad (4.2.77)$$

$$* \quad A_{uNr} = \frac{A'_{uN}(A''_{uN})^{n_p-1}}{1 + (\sum_{p=2}^{n_p} I_{pr\,p} Z_{ss}) \dfrac{Z_{intr\,1}}{Z_{intr\,1} + Z_r^-} - A_{uN}} \qquad (4.2.78)$$

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.2.7 — Reacția de tensiune serie și paralel cu EM-N

1°. Schemă

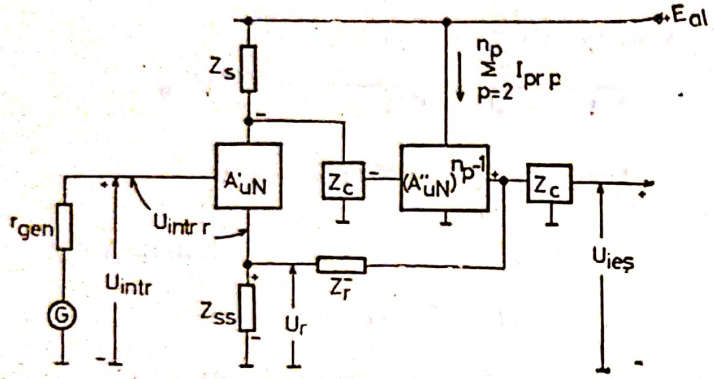


Figura 4.2.20. Schemă de tensiune-serie

2°. Date : — reacție de tensiune serie(eșantionare în nod, comparare pe buclă)

— număr par n_p de CA/AI pentru ca $U_{ieș} \Rightarrow U_r$ să fie în fază ($\uparrow\uparrow$) cu $U_{intr} \Rightarrow R_\varphi^-$

$$\varepsilon = U_{intr} - U_r$$

3°. Calcul

$$* \quad U_r = U_{ieș} \frac{Z_{ss}}{Z_{ss} + Z_r^-} = U_{ieș} \cdot A_r \qquad (4.2.71)$$

$$* \quad A_{uNr} = \frac{A_{uN} = A'_{uN}(A''_{uN})^{n_p-1}}{1 + \dfrac{Z_{ss}}{Z_{ss} + Z_r^-} \cdot A'_{uN}(A''_{uN})^{n_p-1}} \qquad (4.2.72)$$

1°. Schema

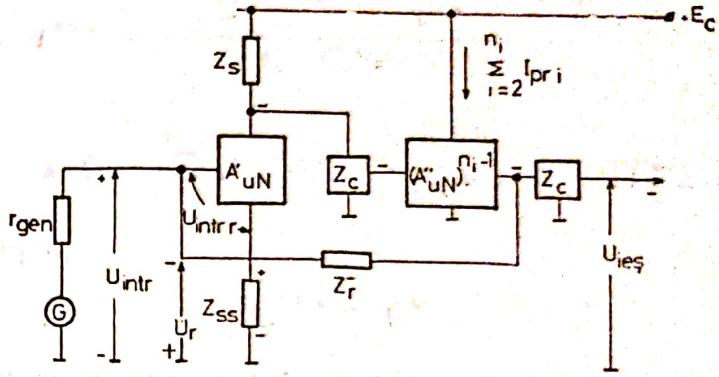


Figura 4.2.21. Schemă de tensiune-paralel

2°. Date : — reacție de tensiune paralel (eșantionare în nod, comparare în nod)

— număr impar n_i de CA/AI pentru ca $U_{ieș} \Rightarrow U_r$ să fie în antifază ($\uparrow\downarrow$) cu $U_{intr} \Rightarrow R_\varphi^-$

$$\varepsilon = U_{intr} - U_r$$

3°. Calcul

$$* \quad U_r = U_{ieș} \frac{Z_{intr\,1}}{Z_{intr\,1} + Z_r^-} = U_{ieș} A_r \qquad (4.2.73)$$

$$* \quad A_{uNr} = \frac{A_{uN} = A'_{uN}(A''_{uN})^{n_i-1}}{1 + \dfrac{Z_{intr\,1}}{Z_{intr\,1} + Z_r^-} \cdot A'_{uN}(A''_{uN})^{n_i-1}}$$

(4.2.47)

Scanned with OKEN Scanner

Efectul corector al BA apare la R_{φ}^{-} cînd : $\omega_{tr} > \omega_t$, $\omega_{jr} < \omega_j \Rightarrow t_{cr} < t_c$, $\Delta A_r < \Delta A$, (pct. 2° tabelul 4.2.5) ; în plus la R_{φ}^{-} se micşorează distorsiunile de neliniaritate (rel. 4.2.67) şi creşte stabilitatea în timpul funcţionării $\Rightarrow$ $\Rightarrow$ $d(A_{ur}) < d(A_u)$(rel. 4.2.68).

II. Moduri de realizare a reacţiei şi scheme concrete

Schemele CA/AI cu reacţie se disting între ele prin : natura semnalului de la ieşire care poate fi : curent/tensiune numite şi „cu eşantionare pe buclă/în nod" şi prin modul de conectare cu U_{intr} care poate fi: serie/paralel numite şi „cu comparare pe buclă/în nod".

Modificările calitative pe care le exercită reacţia asupra impedanţelor de ieşire/intrare sînt următoarele :

— reacţia de curent face ca $Z_{ieş} \uparrow$ /reacţia de tensiune face ca $Z_{ieş} \downarrow$;
— reacţia serie face ca $Z_{intr} \uparrow$ /reacţia paralel face ca $Z_{intr} \downarrow$.

Pentru a afla cantitativ aceste modificări şi altele, asupra celorlalte mărimi ce caracterizează CA, trebuie refăcute calculele tabelelor 2.2.1.A, 2.3.1.A, 2.4.1.A şi 2.2.4.A, 2.3.4.A, 2.4.4.A folosind CUAG în cele trei montaje fundamentale (COM, EM, COL) cu o reţea de reacţie $R_{\varphi}^{\mp}$ compatibilă, realizată cu structuri y şi generatoare de curent dependente de mărimile intrare-ieşire ale CUAG. Pentru un studiu complet al reacţiei, în concepţia originală prezentată în lucrare, calculele trebuie reluate la COM, EM, COL, în regimurile N, I1, I2 şi cu cele patru tipuri de reacţie menţionate, ceea ce revine la 36 studii parţiale. Întrucît scopul lucrării de faţă nu e studiul integral al reacţiei — se recomandă parcurgerea acestor studii în [127].

Aici se prezintă exemplificări ale celor patru tipuri de $R_{\varphi}^{\mp}$ pe montaj EM-N cu relaţiile respective de proiectare — fiind şi cazurile cele mai frecvent utilizate (tabelele 4.2.6 şi 4.2.7). Schemele prezentate sînt cu R_{φ}^{-}, aceasta fiind avantajoasă în extinderea benzii. Mărimile Z_{intr}, A'_{uN}, A''_{uN} se calculează conform cu tabelele 2.2.1.A, 2.3.1.A, 2.4.1.A — (grupajul montajului EM-N).

Valoarea cu care s-a micşorat amplificarea este (conform cu tabelul 4.2.5) valoarea cu care s-a mărit ω_i şi s-a micşorat ω_j.

4.2.5. Concluzii la capitolul IV

În acest ultim capitol al volumului sînt cuprinse relaţiile de calcul ale benzii de frecvenţă a CA, legile de variaţie ale factorului de transfer în tensiune cu pulsaţia, ca modul şi ca fază, prezentîndu-se şi metodele de îmbunătăţire a performanţelor în bandă. Aici apare şi reducţia DNL la DL.

Întreaga tratare este generalizată.

O urmărire mai sintetică a acestui capitol se poate face cu ajutorul organigramei 4A.

Scanned with OKEN Scanner

ORGANIGRAMA 4

•• Privitor la banda CA/AI.

• Se definește banda „obiectivă" a CA/AI (banda amplificatorului BA) banda de frecvențe cuprinsă între $\omega_i = \tau_i^{-1}$ și $\omega_j = \tau_j^{-1}$ la care corespunde o atenuare normată de M=0,707 a factorului de amplificare în tensiune A_u și un defazaj de $\varphi_j - \varphi_i = 90°$ (§ 4.1.1).

• Se stabilesc relațiile dintre atenuări arbitrare, $M_{arb} \neq 0{,}707$, limitele BA corespunzătoare la M_{arb} (BA_{arb}), unghiurile de defazare corespunzătoare și ω_i, ω_j (limitele de BA la M=0,707) (§ 4.1.1).

• Se stabilește banda obiectivă a n etaje neidentice și identice de CA/AI, respectiv pulsațiile limită globale ω_{iG}, ω_{jG} și unghiurile corespunzătoare de defazare φ_{iG}, φ_{jG} (§ 4.1.2).

• Se rezolvă ecuațiile ce rezultă în cazul M_{arb} ($M \neq 0{,}707$) la n etaje identice de CA/AI (n=2, 3, 4) pentru stabilirea pulsațiilor limită globale la atenuări arbitrare, $\omega_{iG\,arb}$, $\omega_{jG\,arb}$ (tab. 4.1.1).

• Se face legătura dintre ω_i, ω_j, ω_{iG}, ω_{jG} și distorsiunile răspunsului CA/AI în timp : t_c, t_{cG} ΔA, ΔA_G și se stabilesc relațiile de calcul în cazul mărimilor globale, rezultînd creșterea t_{cG} față de t_c parțial și a lui ΔA_G față de ΔA parțial (§ 4.1).

•• Privitor la corecțiile ce se pot aduce BA :

• Se arată că metodele de corecție cuprind : rețele pasive cu care se poate compensa efectul derivator al Z_c în special (se neglijează contribuția DNL, τ_{jDNL}) și cel integrator al Z_s /aplicarea regimurilor forțate în conducție directă și inversă a DNL-urilor/introducerea structurilor de limitare serie (SLS), paralel (SLP) și combinate, la ieșirea DNL/rețele active cu reacție negativă, printre care se numără și montajul fundamental COL (§ 4.2).

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE GENERALĂ

1. ABRAHAMS JR., PRIDHAM G. J., *Semiconduct orscircuits*, Pergamon Press, Oxford, 1966.
2. ALLAN N. W. Jr., *New Theorems on the Equations of Nonlinear DC Transistor Networks*, în BSTJ, 1970, *49*, 8, p. 1713—1738.
3. ALLEY CH. L., ATWOOD K.W., *Semiconductor Devices and Circuits*, John Wiley Ed., New York, 1971.
4. AMOS S. W., *Principles of Transistor Circuits*, Newness — Butter Worth, Ed. (5th), London, 1975.
5. ANGELO E. J. Jr., *Electronic Circuits*, Mc Graw-Hill, N.Y., Toronto, London, San Francisco, 1958.
6. ARCICZEWSKI H., *Mesures sur les transistors*, Ed. Chiron, Paris, 1967.
7. AUCOUTOUMIER JEAN-LOUIS, *Contribution à l'étude de la commutation électronique logique* — Thèse — Université de Bordeaux, 1974.
8. AUGÉE S. e.a., *Problèmes des mesures de paramètres de circuits intégrés analogiques*, în Onde Électrique, 1977, 3, p. 236—238.
9. BALABANIAN N., *Electcal Network Theory*, Ed. Wiley, New York, 1969.
10. BEAUFOY R., *Transistor Switching Circuit Design Using the Charger — Control Parameters* în Proc. IEE, 1959, 106 B, suppl 17, p. 1085—1091.
11. BICIUȚKII A. IA., LEDENEV G. IA., *Issledovanie ustanovivșihsia dvijenii v releinoi sisteme upravlenia s șifrovîm reguliatorom*, în Avtcmatika i telemehanica, 1975, 1, p. 59—66.
12. BLITZER, R., *Basic Pulse Circuits*, Mc Graw Hill, New-York, Toronto, 1964.
13. BODE H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. Van Nostrand Comp., Toronto, New York, 1950.
14. BOTTMANN HEINRICH, *Circuite logice și aplicațiile lor în telecomunicații*. Studiu de sinteză — Ministerul de Căi Ferate. Centrul de documentare și publicații tehnice (Cota B.A.R. II 540458).
15. BOWERS J. C., SEDORE S. R., SCEPTRE A., *Computer Program for Circuit and Systems Analysis*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.Y., 1971.
16. BRINKMANN K. D., *Das chip—Netz ein Hilfesmittel für den Layout von MSI-und LSI-Schaltungen*, în Nachrichten—technische Zeitschrift, RFG, 1977, 12, p. 929—935.
17. BRUNIN J., *Logique binaire et commutation*, Ed. Dunod, Paris, 1966.
18. BULUCEA C., VAIS M., PROFETA H., *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, București, 1975.
19. BUZNEA D., *Curs de tranzistori*, Academia Militară Generală, București, 1960.
20. CARTIANU GH., *Bazele Radiotehnicii*, (curs litografiat) Inst. Polit. Buc., București, 1952—1954.
21. CARTIANU GH., *Bazele Radiotehnicii*, vol. II. Ed. de Stat Didactică și Pedagogică, București, 1962.
22. CARTIANU GH., *Condițiile generale de producere a oscilațiilor MF într-o rețea activă*, în Poștă și Telecomunicații, 1964, 8, ian-febr., p. 5—10.
23. CARTIANU GH., *Modulation de frèquence*, Ed. Dunod, Paris, 1968.
24. CARTIANU GH., *Analiza și sinteza circuitelor electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1972.
25. CASSIGNOL E., *Thèorie et pratique des circuits sèmiconducteurs*, Ed. Philips., 1965.
26. CERMAK I. A., KIRBY D. B., *Nonlinear Circuits and Statistical Design*, în BSTJ, 1971, *50*, 4, p. 1149—1171.
27. CHEN W. H., *Linear Network Design and Synthesis*, Mc Graw Hill Book, New York, San Francisco, 1964.
28. *** *„Circuite cu tranzistoare în telecomunicații"*, Ed. Tehnică, București, 1963.

Scanned with OKEN Scanner

29. COLOȘI TIB., *Elemente de electronică și automatică*, reeditare, Instit. Polit. Cluj, I.e. Cluj, 1972.
30. COLOȘI TIBERIU, FEȘTILĂ LELIA, *Electronică industrială*, multigrafiat, Institutul Politehnic Cluj, 1976—1977.
31. CONSTANTINESCU P. V., *Despre analiza și sinteza multipolilor cu contacte de relee și elemente ventil*, Autoreferat, Facultatea de matematică și fizică, Universitatea C.I. Parhon, București, 1960 (Cota B.A.R. III 418 435).
32. CRAWFORD R. H., *Mosfet in Circuit Design Discrete and Integrated Technology*, Mac Graw Hill, New York, 1967.
33. CRUȚU GHE., *Elemente electronice de circuit*, multigrafiat, Universitatea din Brașov, Brașov, 1974.
34. CUTHER PHILIP, *Semiconductor Circuit Analysis*, Mac Graw Hill, New York, 1966.
35. DASCĂLU D., *Injecția unipolară în dispozitive electronice semiconductoare*, Ed. Acad. RSR, București, 1972.
36. DESOER CH. A., VID YASAGAR M., *Feedback Systems. Input-output Properties*, Academic Press, New York, San Francisco, 1975.
37. DIMO P., *Une seule structure physique type pour l'étude des réseaux : l'equivalent radial (REI)*, în Revue roumaine des sciences techniques, Serie électrotechnique et énergetique, 1964, *9*, 1, (Extras Cotă B.A.R. II 464 289).
38. DIMO P., *Les solutions des équivalents REI du réseau entier*, în Rev. Roum. Sci. Tech., Série él. et énerg., 1964, *9*, 1, (Extras Cotă B.A.R. II 464291).
39. DRĂGĂNESCU M., *Tranzistorul în regim de comutare*, cap. 7 din volumul *Circuite cu tranzistoare*, apărut sub coordonarea prof. Tudor Tănăsescu, în Editura Tehnică, București, 1961.
40. DRĂGĂNESCU M., *Procese electronice în dispozitivele semiconductoare de circuit*, Ed. Acad. RPR, București, 1962.
41. EKISS J. A., SIMMONS C. D., *Junction Transistor Transient Response Characterisation*, în Solid State Journal, 1961, 1, p. 17—24 și 2, p. 24—29.
42. *„1620 Electronic Circuit Analysis Program (ECAP)*, User's manual, IBM Corp., Data Processing Division, White Plains, 1620 — EE — 02X, New York.
43. FELEA I. ș.a., *Circuite cu tranzistoare în industrie*, Ed. Tehnică, București, 1963.
44. FLACHSENMEYER JURGEN, *Kombinatorik*, VEB Deutcher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1969.
45. FONTAINE G., *Les transistors en régime d'impulsions*, Ed. Dunod, Paris, 1970.
46. GĂILAȘU ȘT., *Electronică și mutatoare*, multigrafiat, Institutul Politehnic Traian Vuia, Timișoara, 1977.
47. GHANDHI S. K., *The Theory and Practice of Microelectronics*, John Wiley Ed., New York, 1968.
48. GHAUSI MOHAMED SHNAIB, *Principles and Design of Linear Active Circuits*, Mc Graw Hill B.C., New York, St. Louis, 1965.
49. GHERASIMOV S.M., MIGULIN I.N., IACOVLEV V.N., *Osnovî teorii i rasciota tranzistornîh shem*, Izdat Sovietscoe Radio — Moskva, 1963.
50. GIBBONS J. F., *Semiconductor Electronics*, Mc Graw Hill, New York, 1966.
51. GOLDEMBERG L. M., *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri* (trad. din lb. rusă), Ed. Tehnică, București, 1972.
52. GORE R. A., *A General Approach to Charge Transport în Semiconductors*, în Proc. IEEE, 1966, *54*, 3, p. 408.
53. GRABOWSKI B., *Diodes et transistors en haute fréquence*, Ed. Dunod, Paris, 1967.
54. GRAY P., SEARLE C.L., *Bazele electronicii moderne*, (trad. din lit. americană). vol. I și II, Editura Tehnică, București, 1973.
55. GROB B., *Basic Electronics*, Mc Graw Hill, New York, 1965.
56. HAMILTON D.J., LINDHOLM F.A., NARUD J.A., *Large Signal Models for Junction Transistors*, Res. Lab. Rep. University of Arizona, mai 1964.
57. HERBST L.J., *Discrete and integrated semiconductors*, Chapman Ed., London, 1969.
58. HERPY M., *Analoge integrierte Schaltungen*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1976.
59. HIBBERD R.G., *Integrated Circuits*, Mc Graw Hill B.C., New York, Saint Louis, 1969.
60. HUGHES W.L., *Nelineînie electriceskie țepi*, (trad. din lb. engleză în lb. rusă), Energhis, Moskva, 1967.
61. ILIN V. N., KAMNEVA N. IU., KOGAN V. L., LEMENTUEV V. A., SONIN M. S., *Avtomatizația rasciota MDP tranzistornîh shem na TVM*, în Avtomatika i telemehanika, 1975, 1, p. 196—205.
62. *„Integration"*, Mc Graw Hill, New York, St. Louis, 1974.

Scanned with OKEN Scanner

63. IOFFE A. F., *Semiconductoarele în fizica modernă*, (trad. din lb. rusă), Ed. Tehnică, București, 1956.
64. LENNG K. H., SPENCE R., *Efficient Statistical Circuit Analysis*, în Electron Lett., 1974, *17*, 10, p. 360—362.
65. LINVILL J. C., GIBBONS J. F., *Transistors and Active Circuits*, Mac Graw Hill, New York, 1961.
66. LITTAUER RAPH., *Pulse Electronics*, Mc. Graw Hill, N.Y., Toronto, St. Louis, San Francisco, London, 1965.
67. LO A. W., ENDRES R. P., ZAWELS J., WALDHAUER F.D., CHENG CH., *Transistors Electronics*, Prentice Hall, New York, 1956.
68. LOGAN JOHN, *Characterization and Modeling for Statistical Design*, în BSTJ, 1971, *50*, 4, p. 1105—1147.
69. LYON-CAEN R., *Circuits logiques intégrés*, Masson et C-ie, Paris, 1968.
70. MACON NATH, *Numerical Analysis*, John Wiley Ed., New York, 1963.
71. MAGNUSON W. G. Jr., WALSH W. J., *Using Analysis Programs in Circuit Design*, p. 345—377 din *Computer-Oriented Circuit Design*, autori: KUO E.F., MAGNUSON W. G. Jr., Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1969.
72. MARI A. D., *Accurate Numerical Steady — State and Transient One — Dimensional Solutions of Semiconductor Devices*, Technical Report; Institute of Technology, Pasadena, California, 1967.
73. MARINESCU NICOLAE, BARBU ENEEA, *Teoria circuitelor de comutație*, Ed. 1-a, Ed. Did. și Pedag., București, 1962: Ediția 2-a, București, 1964.
74. MARKUS J., *Guidebook of Electronic Circuits*, Mc. Graw Hill, New York, St. Louis, 1974.
75. MARTIN R. L., *Studies in Feedback-Shift-Register Synthesis of Sequential Machines*, The M.I.T. Press, Cambridge London, 1969.
76. MATHERS W., SEDORE S. R., SENTS J. P., *Automated digital computer program for determining responses of electronic circuit to transient nuclear radiation (SCEPTRE)*: IBM Corp. Electronics Systems Center, Owego, N.Y., Tehn. Rep., febr., 1967.
77. MAVOR J., *Conception et technologie des circuits intégrés à transistors M.O.S.* (trad. de l'anglais) Eyrolles, Paris, 1975.
78. MEEROVICI L.A., ZELICENKO L. G., *Tehnica impulsurilor*, (traducere din lb. rusă), Ed. Tehnică, București, 1958.
79. MIDDLEBROOK R. D., *Effects of Modified Collector Boundary Conditions on the Basic Properties of a Transitor*, în Solid State Electronics 1963, *6*, 6 (nov-dec), p. 573—588.
80. MILENIN V. G., BAZ G. A., BULÎBENKO V. IU., *Osnovî impulsnoi tehnike*, Voennoe izdatelstvo Minist. oboroni SSSR, 1966.
81. MILLMAN J., TAUB H., *Pulse and Digital Circuits*, Mc Graw Hill Book Co., N.Y., Toronto, London, 1956.
82. NANAWATTI R. P., *Production of Storage Time in Junction Transistors*, în IRE trans. on electron devices, 1960, 1, p. 9—16.
83. NEWCOMB R. W., *Active Integrated Circuit Synthesis*, Englewood Cliffs (New Jersey), Prentice Hall, 1968.
84. NICULESCU T., SIMONESCU M., *Metodă și dispozitiv de selecție a unuia sau mai multor impulsuri de durate date*, Brevet de invenție, nº 66651, eliberat de CNST—OSIM la 30 Nov. 1977 (depus la OSIM la 4 febr. 1977).
85. ORSINI L. Q., *Théorie et pratique des circuits électroniques*, Ed. Dunod, Paris, 1968.
86. ORTUSI JEAN, *Analyse des circuits*, Ed. Sofradel, 16 e, Paris, 1966.
87. PASCHAL M., *Moderne Anwendungen Algebraischer Methoden*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1967.
88. PETRESCU T., CIOCHINĂ SILVIU, *Circuite electronice*, Multigrafiat, Institutul Politehnic București, București, 1974.
89. PETRUȚA IOAN-DUMITRU, *Catalog de circuite electronice*, offset, vol. 1 (1972) și vol. 2 (1975), Academia Militară, București, 1972, 1975.
90. PETRUȚA IOAN-DUMITRU, DRĂGAN ANDREI, ARDELEAN GHE., *Culegere de programe pentru studiul circuitelor și semnalelor cu metode numerice*, Partea 1-a și a II-a, Academia Militară, București, 1977.
91. RĂDULEȚ R., DIMO P., *Teoria celor mai simple scheme complete, echivalente cu rețelele electrice liniare în raport cu o latură a lor*, în Studii și Cerc. de energetică și electrotehnică, *14*, 2, 1964 (partea I-a: Extras, Cotă BAR II 464295).
92. REICH H. J., SKALNIK J. G., KRAUSS H. L., *Theories and Applications of Active Devices*, D. Van Nostrand Comp., Princeton, New York, 1966.

Scanned with OKEN Scanner

93. REUS N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație*, Ed. Acad. R.S.R., București, 1971.
94. ROLLIN B.V., *An Introduction to Electronics*, Clarendon Press, Oxford, 1964.
95. SANDBERG I. W., *Theorems on the Computation of the Transient Response of Nonlinear Networks Containing Transistors and Diodes*, în BSTJ, 1970, *49*, 8, p. 1739—1776.
96. SANDU D. D., *Dispozitive și circuite electronice*, Ed. Did. și Ped., București, 1975.
97. SĂVESCU M., ș.a. M., *Circuite electronice*, Ed. Tehnică, București, vol. 2 — 1969, vol. 3 — 1974.
98. SHORE Br. H., *The New Electronics*, Mc. Graw Hill Book Comp., New York, St. Louis, 1970.
99. SIDERIADES LEFTERI, *Mèthodes topologiques appliquées à l'électronique*, Thèse, Faculté des Sciences de L'Universite d'Aix, Marseille, — Paris, 1959.
100. SIDOROV A. S., *Contribution to the Theory of Electronic Switching Devices with Exponential Voltage — Characteristics*, în Radio Eng. and Electron. Phys., U.S.A., 1972, *17*, 10, p. 1769—1771.
101. SIMONESCU M., *Circuite de coincidență multiplă*, Dosar — Proiect IFA (București — Măgurele), Comanda 1004, 10 octombrie 1957 — 1 mai 1958.
102. SIMONESCU M., *Numărător portabil tranzistorizat, de joasă frecvență*, Dosar — Proiect IFA, București — Măgurele, Comanda 1016, 1 sept. 1958 — 10 mai 1959.
103. SIMONESCU M., *Circuite de coincidență cu timp de rezoluție 0,5—2 μs*, Dosar — Proiect IFA (București — Măgurele) Comanda 10, 1 iulie 1959 — 1 iulie 1960 și comunicare la Sesiunea Științifică a cadrelor didactice din Academia Militară Generală, 3—4 noiembrie 1965.
104. SIMONESCU M., *Debitmetru pentru neutroni lenți*, Dosar — Proiect IFA, (București—Măgurele) Comanda 12, 1 iulie 1960 — 5 oct. 1962 și articol publicat în Buletinul A.M.G., 1967, n° 1, p. 131÷138.
105. SIMONESCU M., *Instalație de conversie analog-digitală*, Dosar — Proiect IFA (București—Măgurele) Comanda 19, 1 noiembrie 1961 — 15 martie 1962 și articol publicat în Buletinul M.F.A., 1967, n° 2.
106. SIMONESCU M., *Numărător portabil tranzistorizat* — Dosar — Proiect IFA, (București — Măgurele) Comanda 449, 1 iunie 1963 — 1 mai 1965 și articol publicat în Bul. IFA, 1965, n° 6.
107. SIMONESCU M., *Circuit de coincidență multiplă tranzistorizat*, Dosar — Proiect IFA (București — Măgurele), 1 iunie 1965 — 1 august 1965 și comunicare la Sesiunea Științifică a cadrelor didactice din A.M.G., 7 dec. 1966.
108. SIMONESCU M., *Sisteme electronice de acționare a releelor mecanice de numărare*, în Buletin M.F.A., 1967, n°4.
109. SIMONESCU M., *Decadă economică cu afișaj zecimal pe MH-8 (sov).*, dosar de inovație n° 7773, din 11 mai 1967, A.M.G., București.
110. SIMONESCU M., *Circuite de probe pentru Instalații de numărare*, dosar de inovație n° 7775, din 11 mai 1967, A.M.G., București.
111. SIMONESCU M., *Sisteme de numărare binară și afișaj binar cu tranzistoare*, în Metrologia aplicată, 1968, n° 9.
112. SIMONESCU M., *Circuit tranzistorizat de numărare zecimală și afișaj zecimal cu consum redus*, în Automatica și Electronica, 1968, n°. 5, p. 251÷255.
113. SIMONESCU M., *Circuit de formare — numărare și afișaj cu tuburi electronice*, în Buletinul A.M.G., 1968, n°. 2, p. 136÷139.
114. SIMONESCU M., *Circuite de coincidență și anticoincidență cu tranzistoare*, în Automatica și Electronica, 1968, n°. 3p. 79÷87.
115. SIMONESCU M., *Contribuții la realizarea unor circuite de însumare neliniară cu semiconductori*, publicat în Automatica și Electronica, 1968, n°. 1.
116. SIMONESCU M., *Reflectarea variației tensiunilor de alimentare și a toleranțelor pieselor în proiectarea unei celule binare*, în Buletinul A.M.G., 1969, n°. 1.
117. SIMONESCU M., *Calcul și scheme de convertizoare c.c.—c.a. cu miez saturat, tranzistorizate*, în Poștă și Telecomunicații, 1970, n°. 1, p. 22÷29.
118. SIMONESCU M., *Note la cursul de Tehnica Impulsurilor*, Academia Militară, București, 1971—1972 (nepublicat).
119. SIMONESCU M., POENARU DECEBAL, *Metodă unitară și circuit unitar de probe pentru instalație de numărare*, certificat de inventator no. 54727 din 22 ianuarie 1972, eliberat de Oficiul de invenții (înregistrat la 20 iulie 1967).
120. SIMONESCU M., *Note la cursul de Circuite de Impulsuri cu tranzistoare*, Academia militară, București, 1972—1975 (nepublicat).
121. SIMONESCU M., *Note la cursul de Circuite de comutație*, Academia Militară, București, 1973—1976 (nepublicat).

Scanned with OKEN Scanner

122. SIMONESCU M., *Metode matematice utilizate în studiul circuitelor*, Academia Militară, București, 1974.
123. SIMONESCU M., *Modele matematice ale unor dispozitive neliniare*, Ac. Militară, București, 1975.
124. SIMONESCU M., *Un nou concept asupra cuadripolului activ și realizarea unei proiectări unitare a circuitelor electronice cu ajutorul său*, Comunicare la Sesiunea Științifică de electronică și automatică, Academia R.S.R., 12—13 octombrie 1976, București.
125. SIMONESCU M., *Analiza și proiectarea electrică unitară a circuitelor de comutație active, pe baza conceptului de cuadripol activ generalizat*, Comunicare la Sesiunea științifică de electronică și informatică, Academia R.S.R., 24—26 octombrie 1977, București.
126. SIMONESCU M., *Introducere în teoria generalizată a circuitelor electronice active*, în Buletinul Academiei Militare, 1976, n°. 2, p. 72—94.
127. SIMONESCU M., *Circuitele de comutație ca sisteme de structuri*, Academia Militară, București partea I-a — 1977, partea a II-a — 1978.
128. SMIRENIN B.A., *Manual de Radiotehnică*, (traducere din lb. rusă), vol. 1 și 2, Edit. Energetică de Stat, București, 1953 și respectiv 1954.
129. SOBOLEVSKI A. G., *Tehnica impulsurilor*, (trad. din lb. rusă), Ed. Tehnică, București, 1960.
130. SPARKES J. J., *A Study of the Charge-Control Parameters of Transistors*, în Proc. IRE, 1960, 8 (oct.), p. 1696—1705.
131. STEPANENCO I. P., *Osnovî teorii tranzistorov i tranzistornîh shem*, Gosenergoizdat, Moskva, 1963.
132. RISTEA I., BODEA M., *Tranzistoare cu efect de cîmp*. Editura Tehnică, București, 1972.
133. ȘORA CONST., *Cuadripolul electric. Teorie și aplicații*, Ed. Tehnică, București, 1964.
134. TANASESCU T. și colect., *Circuite cu tranzistoare*, Ed. Tehnică, București, 1961.
135. TERMAN F. E., *Electronic and Radio Engineering*, Ed. IV-a, Mc Graw-Hill, New-York, Toronto 1955.
136. THOMSON J., CALLICK E. B., *Electron Physics ard Technology*, The English Universities Press, London, 1959.
137. ȚÎPKIN IA. Z., *Teoria lineinîh impulsnîh sistem*, Fizmatghiz, Moskva, 1963.
138. VĂTĂȘESCU A., *Calculul timpilor de comutație pentru diode și tranzistoare IPRS*, în Automatica și Electronica, 1967, *2*, 5 (sept.—oct.), p. 195—242.
139. VĂTĂȘESCU A., ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*, Ed. Tehnică, Buc., 1971.
140. VÎLCEV T., *Nekotorîe primenenia integralnîh microshem tipa TTL*, în Radio, Televizia, Elektronika, Bolg., 1978, *27*, 7, p. 18—22.
141. ZOBRIST G. W., *Network Computer Analysis*, Mass, Boston Technical Publishers, Cambridge, 1969.
142. ZYROMSKI PH., REBEPOL R., *Determination des valeurs numèriques dans les programmes de calcul automatique des circuits électroniques*, în Onde Electrique, 1969, 3, p. 289—294.
143. WARNER M., *Circuits integrées*. Ed. Dunod, Paris, 1968.
144. WEBER S., *Modern Digital Circuits*, Mc Graw Hill, New York, 1964.

Scanned with OKEN Scanner

INDEX DE MATERII

A

admitanță (y, Y)
dintre electrozii i j 65, 66, 80, 83, 88, 92, 97, 104, 106, 111, 114, 119, 128, 134, 137
ieșire (y_{ies}, Y_{ies}) 64, 67, 69, 87÷92, 94÷101, 110÷114, 118÷122, 132÷137, § 2.5.1 § 2.5.2
intrare (y_{intr}, Y_{intr}) 64, 67, 69, 77÷80, 81÷83, 102÷107, 122÷130, § 2.5.1, § 2.5.2
mutuală
— a DNL intern (y_m), sau parțială fig. 1.3.6, 31, 33, 34, fig. 1.3.8, 62, fig. 2.1.3, fig. 2.1.4, fig. 2.1.5, 65, 66, fig. 2.2.2, fig. 2.2.5, fig. 2.2.8, fig. 2.3.5, fig. 2.3.8, fig. 2.4.2, fig. 2.4.5
— globală, a CA, sau a MF (Y_m) 69, 78, LG.2.2.3 (p. 85), 184, 185
— în regim direct (Y_{mN}) 69, 78, 102, 104, LG.2.3.3 (p. 108), 123, 124, LG.2.4.3 (p. 129), § 2.5.1
— în regim invers unu (Y_{mII}) 69, 87, 88, LG.2.2.6, 110, 111, LG 2.3.6 (p. 115), 131, 132, 133, LG 2.4.6 (p. 138), § 2.5.1
— în regim invers doi (Y_{mI2}) 69, 95, 96, 117, 118
reacție (y_r, Y_r) 64, 67÷69, 87÷92, 94÷101, 110÷114, 118÷122, 132÷137, § 2.5.1 § 2.5.2
transfer (y_{tr}, Y_{tr}) 67÷69, 77÷80, 81÷83, 102÷107, 122÷130, § 2.5.1, § 2.5.2
amestecare (de semnale) sau heterodinare (H) 21, 55, 56
amplificare, factor de amplificare 21, 37, 69, § 4.1, 181
— în curent (A_i) 21, 30, 37, 39, 43, 62 (h_{21}), 67, 69 (A_{iN}, A_{iII}, A_{iI2}), 77, 101, 102, LG 2.2.1 A și B, LG 2.2.4 A și B, LG 2.2.7 A și B, LG 2.3.1 A și B, LG 2.3.4 A și B, LG 2.3.7 A și B, LG 2.4.1 A și B, LG 2.4.4 A și B
— în tensiune (A_u) 21, 28, 30, 37, 39, 43, 63 $(h_{12})^{-1}$, 67, 69 (A_{uN}, A_{uII}, A_{uI2}), 71, 73÷76, 77, 100÷102 ($A_{u(0)}$), LG 2.2.1 A și B, LG 2.2.3, LG 2.2.4 A și B, LG 2.2.6, LG 2.2.7 A și B, LG 2.3.1 A și B, LG 2.3.3, LG 2.3.4 A și B, LG 2.3.6, LG 2.3.7 A și B, LG 2.3.8, LG. 2.4.1 A și B, LG 2.4.3, LG 2.4.4 A și B, 153÷160, 169÷171 ($M_{(j\omega)}$), 173, 174, 176, LG 4.2.1, Tabelul 4.2.5
— în putere (A_p) 21, 30, 37, 39, 40, 43, 67, 69 (A_{pN}, A_{pII}, A_{pI2}), 71, LG 2.2.1 A și B, LG 2.2.4 A și B, LG 2.2.7 A și B, LG 2.3.1 A și B, LG 2.3.4 A și B, LG 2.3.7 A și B, LG 2.4.1 A și B, LG 2.4.4 A și B
— amplificator de impulsuri (AI) fig. 1.4.2, 37, 43, 49, 50, 52, 53, 57, 58, 69, 73, 74, § 3.1.1, § 3.1.2, fig. 4.2.2., fig. 4.2.6
— cu sarcină preponderent rezistivă (AI-Z_sPR) § 1.4, 150÷152, 154÷160, LG 3.1.2, fig. 4.2.2, fig. 4.2.6, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— cu sarcină preponderent inductivă (AI-Z_sPL) 150÷152, 154÷160, LG 3.1.3, LG 3.1.5
amplitudine 30, 35, 36, fig. 1.4.1, 72, 73, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6, LG 2.4.3, LG 2.4.6, 152, 154, 155÷159, fig. 4.2.5, fig. 4.2.6, fig. 4.2.8, Tabelul 4.2.2, fig. 4.2.11, fig. 4.2.12
— a excitației $e_{(t)}$ (E) 35, fig. 1.4.1, 39, fig. 1.4.4, LG 2.2.2, LG 2.2.5, LG 2.2.8, LG 2.3.2, LG 2.3.5, LG 2.3.8, LG 2.4.2, LG 2.4.5, fig. 3.1.3, fig. 4.2.6, fig. 4.2.8, Tabelul 4.2.2, fig. 4.2.11, fig. 4.2.12
— a semnalului (A) 36, fig. 1.4.1, 39, fig. 2.2.3, fig. 2.2.6, fig. 2.3,3, fig. 2.3.6, fig. 2.4.3, fig. 2.4.6, 154, LG 3.1.2÷3.1.5, fig. 4.2.15, fig. 4.2.16
analiză a caracteristicilor funcționale ale MF (analiză funcțională) 22, § 2.5
antifază fg. 1.4.1, 57, 190
aparate de măsură și control (AMC) 23
astabilul 50
— cu AI-Z_sPL 50, fig. 1.5.8

Scanned with OKEN Scanner

— cu AI-Z_sPR 50, fig. 1.5.7
axa amplificării în CA 41, 43, § 3.1.1, § 3.1.2, fig. 4.2.2
axa de cuplaj în CA 42, 43, fig. 4.2.1

B

bandă de pulsații, de frecvențe la un sistem de structuri (B), 41, 42, 73, 74, Tabelul 2.1.1, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6 LG 2.4.3, LG 2.4.6, 160÷163, 169÷174, LG 4.2.5
brațe
— de ciclu limită (CIL) pentru $Z_s = 0$ (M_1A, M_2B), fig. 1.4.5, 40, 49 și pentru $Z_{ss} = \infty$ (AM_2, BM_1), fig. 1.5.15, 160, 178, 179, fig. 4.2.4
— din rețeaua CUAG 69, vezi TFI
— în structurile simplificate ale Y_{intr}, Y_{ies}, 83, fig. 2.2.2, fig. 2.2.5, 90, fig. 2.2.8, 107, fig. 2.3.2, 114, fig. 2.3.5, 121, fig. 2.4.2, 128, fig. 2.4.5, 137
blocare (*bl*) 30, 35, fig. 1.4.1, 39, 40, 152, LG 3.1.2÷3.1.5, fig. 4.2.4, fig. 4.2.5, fig. 4.2.6, 181, 183

C

cădere de tensiune
— pe electrozi 31, 33, figurile (1.3.6, 1.3.7, 1.3.8), 62, Tabelele (4.2.2, 4.2.4), fig. 4.2.7, fig. 4.2.10
— internă, pe DNL (ΔU_{DNL}), 31, 32, fig. 1.3.6, 47, fig. 1.5.1, 48, 62
— pe palier (ΔA) 38, 39, 74, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6, LG 2.4.3, LG 2.4.6, 153÷154, LG 3.1.4, LG 3.1.5, 173, 176, 178, fig. 4.2.6, 181
— la excitație (ΔA_e) 38
— la funcția indicială $(h_{(t)})$ (ΔA_h) 38, 39
— la răspunsul $r_{(t)}$ (ΔA_r) 38, 39, 153, LG 3.1.4, LG 3.1.5, 173, Tabel 4.2.3
Calculatorul electronic (CE) 18, 26, 31
Cale de reacție sau rețea de reacție ($R^{\pm}_{\varphi}$) 49, 50, 52, 53, 189÷193
Canale
— paralel (CN||) și serie (CN Σ) § 1.5.4, 57, 58, fig. 4.2.17, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
Capacitate
— de acumulare a SI pe porțiunea k a ST (C_{ack}), 34, fig. 1.3.8, 66, 67, fig. 2.1.5
— de difuzie pe porțiunea k a ST (C_{kNL}) sau între electrozii ij(C_{ij}) 31÷33, fig. 1.3.7, 65
— de ieșire (C_{ies}) 63, 64
— a impedanței de cuplaj (C_c) 42, 43, Tabelul 1.4.1, Tabelul 3.1.1, 153÷154, LG 3.1.4, 165, 175, 176
— a impedanței de sarcină Z_s(C_s) 39, 40, Tabelul 1.4.1, 44, § 3.1.1, § 3.1.2, LG 3.1.2, LG 3.1.3, fig. 4.2.1, Tabelul 4.2.1, fig. 4.2.6, 181
— a impedanței de sarcină suplimentară Z_{ss}(C_{ss}) 44, Tabelul 1.4.1, 162
— de intrare (C_{intr}) 63, 64, fig. 4.2.7 (C_d), fig. 4.2.10 (C_d)
— a porțiunii k din ST (C_k, C_{kNL}) 31, 32, fig. 1.3.7, 65
— proprie electrodului colector ($C_{int\ col}$) 33, fig. 1.3.8 , 34
— electrodului de comandă ($C_{int\ com}$) 33, fig. 1.3.8, 34, 66, 67, 70÷71
— electrodului emisiv ($C_{int\ em}$) 33, fig. 1.3.8, 34
— unui electrod oarecare (C_{int}) 33, fig. 1.3.8, 34, 67, 70÷71
— proprie înfășurării primare (C_{s1}) și înfășurării secundare (C_{s2}), Tabelul 1.4.1, 44, fig. 3.1.2, 151, Tabelul 3.1.1, LG 3.1.3, 178
— de reacție 63, 64
— reflectată în primar (C'_s), Tabelul 1.4.1, LG 3.1.3
— de transfer 63, 64
Caracteristică
— de comutație 163, fig. 3.3.1, fig. 4.2.4, 178÷181
— dinamică 37, fig. 1.4.1, 40, fig. 1.4.5, fig. 1.5.4, § 1.5.2, 72, 179, 181, fig. 4.2.5
— statică a unui dispozitiv (a DNL) 30, fig. 1.3.5 *b*), 35, fig. 1.4.1, 36, 40, 62, 63, 64, 72, 152, 163, 179, fig. 4.2.4
— statică de tip „N" 48, fig. 1.5.2
— statică de tip „S" 48, fig. 1.5.3
Catalog de dispozitive, de produse electronice 63, 64
Ciclu limită (CIL) 40, fig. 1.4.5, fig. 1.5.9, 51, 52, fig. 1.5.15, 54, 72, 152, 178÷181
Circuit
— de amestecare, heterodinare (H), 21, 55, 56
— de amplificare (CA), a impulsurilor (AI) 17, 21, § 1.4, fig. 1.4.2, 37, 38, fig. 1.4.3, § 1.5, 69, CAP. II, III și IV
— cu sarcină preponderent inductivă (CA-Z_sPL) sau (AI-Z_sPL) 44, Tabelul 1.4.1, fig. 1.5.8, 50, fig. 1.5.12, 151, fig. 3.1.2, 152, 154, LG 3.1.3.

Scanned with OKEN Scanner

— cu sarcină preponderent rezistivă (CA-Z_sPR) sau (AI-Z_sPR) 43, Tabelul 1.4.1, figura 1.5.7, 50, fig. 1.5.11, 151, fig. 3.1.1, 152, 154, LG 3.1.2, § 4.2.2
— cu sarcină rezonantă (CA-Z_sREZ) 43, 44, Tabelul 1.4.1
— binar (CB, MEM) 21, 53, figurile 1.5.13, 1.5.14, 54
— de comutaţie (CIC) 21, 22, 31, § 1.5.5, 152
— electronic (CIE) 25, 26, fig. 1.2.1, 69, familia CIE ({CIE}) 26, 66
— active (CIEA) 46, § 1.5, 70, cap. II, cap. III, cap. IV, discrete (CIE*), integrate (CIE**), hibride (CIE***), 25, fig. 1.2.1, 34, § 3.3, 163÷165
— pasive 46, 151÷160, § 4.2.3
— de formare a funcţiilor logice (CL) (fundamentale — CLF; combinaţionale — CLC; secvenţiale — CLS) 21, 56, 57, 58, § 3.3
— formator de semnale (F) 21, § 1.5.3, 50, 51, 52, § 4.2.3
— de memorare a stărilor staţionare (MEM) (vezi circuit binar), 21, § 1.5.3, 53, 54
— de modulaţie a semnalelor (M) 21, 55, 56
— oscilator (CO) sau oscilatorul (O) 21, § 1.5.2, 47, 48, 49
— de redresare, limitare, selecţie a polarităţii (RLS), 21, 46, § 4.2.3

Clasă
— A21, 36, fig. 1.4.1, 69, 72, 73, 77, LG 2.2.2, LG 2.2.5, LG 2.2.8, 101, LG 2.3.2, LG 2.3.5, LG 2.3.8, 122, LG 2.4.2, LG 2.4.5, 149
— tehnologică 20, 21, 24, fig. 1.2.1, 26, 28, figurile 1.3.1 ÷ 1.3.4, 48, 62, 70÷73, 77, 81, LG 2.2.3, 89÷90, LG 2.2.6, 98, 105, LG 2.3.3, 112, LG 2.3.6, 119÷120, 126, LG 2.4.3, 135, LG 2.4.6, § 2.5.4, 144÷146
— de toleranţă 48

Comparaţie ($\underline{\underline{C}}$)
— între admitanţele Y_k ale aceluiaşi MF § 2.5.2
— între admitanţele Y_k ale diferitelor MF § 2.5.3
— între factorii de transfer A_u ale diferitelor MF § 2.5.4

Componentă, componente 20, § 1.2.1, 30, Tabelul 3.1.1
— nedirecţionale 23, 24, fig. 3.1.1, fig. 3.1.2, 175÷178
— condensatoare (C) 23, 24, fig. 3.1.1, fig. 3.1.2, 153, 154, LG 3.1.4, 175, 176, fig. 4.2.1
— cu constante concentrate 23, 1 75, 176 cu constante distribuite (pr ize) 23
— pasive 23, 21, 30, 37, Tabelul 3.1.1, 175÷178

Comutaţie 21
— directă (CD) 40, fig. 1.4.4, fig. 1.4.5, 151, 152, fig. 3.1.4, LG 3.1.2÷3.1.5, 178÷181
— forţată 21, 36, figurile 1.4.1, *b*) şi *c*), § 4.2.2
— inversă (CI) 40, fig. 1.4.4, fig. 1.4.5, 152, fig. 3.1.4, LG 3.1.2÷3.1.5

Condiţie
— de autooscilare 47, 48, 49, 170, 171

Conductanţă
— mutuală, a DNL-intern (g_m) 21, 30, § 1.3.2, 62, 65, 66, 67, LG-ele din § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 2.5
— de ieşire (g_{ies} sau h_{22}) 62, 65
— a porţiunii k a ST cuprinsă între electrozii ij (g_k sau g_{ij}), 31, 32, 33, 34, 65, 67

Conducţie (*cd*) 27, 28, 29, 30, 35, 36, fig. 1.4.1, 37, 72, § 3.1, 179

Conjuncţie ($\cap$) 57, fig. 1.5.21

Constantă
— de timp limitativă la înaltă frecvenţă (τ_i), 74, fig. 2.1.7, Tabelul 2.1.1, 76, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6, LG 2.4.3, LG 2.4.6, 153, 154, LG 3.1.2, LG 3.1.3, 160, 165, § 4.1, 179, fig. 4.2.6, fig. 4.2.8, Tabelul 4.2.5
— de timp limitativă la joasă frecvenţă (τ_j) 74, fig. 2.1.7, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6, LG 2.4.3, LG 2.4.6, 153, 154, LG 3.1.4, LG 3.1.5, 160, 167, § 4.1, Tabelul 4.2.5

Corelaţie ($\rightleftarrows$) 39, 71, § 2.5, LG 2.5.1, LG 2.5.2, LG 2.5.3

Corespondenţă, implicaţie ($\Rightarrow$) fig. 1.2.1, 32 38, 40, 49, 52, 53, 55, 56, 58, LG-ele din § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 2.5, 173, Tabelul 4.1.1, 181, Tabelul 4.2.3, Tabelele 4.2.5÷4.2.7

Criterii
— funcţionale (CF) 22, 26, fig. 1.2.1, TFI şi TGI din capitolul II, § 2.5
— de particularizare a RMG funcţie de amplitudinea excitaţiei 72
— de particularizare a RMG funcţie de sarcina exterioară, 72
— de particularizare tehnologică a RMG (CPT) 22, § 2.1.3, 71, § 2.1.4, 72, LG 2.2.2, LG 2.2.5, LG 2.2.8, LG 2.3.2, LG 2.3.5, LG 2.3.8, LG 2.4.2, LG 2.4.5

Cuadripol 64, 65, 68, 77, 81, 89, 92, 106, 122
— activ generalizat (CUAG) 21, 22, 62, § 2.1.1, 66÷71
— CUAG intern 64, 65
— CUAG extern 64, 65, 66÷68, 70, § 2.1.3, § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 2.5

Scanned with OKEN Scanner

— CUAG particularizat (CUAP) 71, § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 2.5,
— nedirecționali 23, fig. 4.2.1 *b*)
Curent, curentul
— de descărcare capacitivă 151, fig. 3.1.1, fig. 3.1.2, LG 3.1.4, 181, 186, 187
inductivă 151, fig. 3.1.2, LG 3.1.5
— determinat de FPS — *n* (I_n) și de FPS — *p* (I_p) 27, fig. 4.2.6, *a*)
— prin dispozitiv, prin DNL de exemplu (I_{disp}) 27, 28, 29, fig. 1.4.5, 48, fig. 1.5.4, 63, fig. 2.2.1, fig. 2.1.2, fig. 2.1.5, 178, 179, fig. 4.2.4, 180, 181, fig. 4.2.6 *a*), 182, fig. 4.2.9, fig. 4.2.14, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— prin electrodul colector (I_{col}) 29, 66, 67, 79, 181
— de comandă (I_{com}) 29, 67
— emisiv (I_{em}) 29, 66, 65, 66, 67
— de ieșire, al CUAG ($I_{ieș}$) 30, 37, 63, 68, LG-ele 2.2, 2.3, 2.4
— de intrare, al CUAG (I_{intr}) 30, 37, 63, 68, LG 2.2, LG 2.3, LG 2.4
— de încărcare capacitivă 67, 151, LG 3.1.4, 181, 185, 187
— inductivă, 151, LG 3.1.5
— mutual, al DNL, (i_m) 30, fig. 1.3.6, 33, fig. 1.3.7, fig. 1.3.8, 34, figurile 2.1.2÷2.1.5, LG paragrafelor 2.2, 2.3, 2.4, 2.5
— pierdut prin DNL (ΔI_{DNL}) 47, fig. 1.5.1, 48
— principal al DNL (I_{pr}) 29, fig. 1.3.5 *b*), 30, 35, fig. 1.4.1, fig. 3.1.3, 151÷152

D

Diferență de potențial
— aplicată pe un dispozitiv electronic, inclusiv pe DNL (U_{disp}) 29, 30, fig. 1.3.5 *b*), 35, 36, fig. 1.4.5, 48, fig. 1.5.2, fig. 1.5.3, fig. 1.5.4, 63, figurile 2.1.1÷2.1.5, figurile LG-lor A din paragrafele 2.2÷2.4, 151, 152, fig. 3.1.3, fig. 4.2.4
— dintre electrodul colector și cel emisiv ($U_{com\ em}$) 28, 29, 109, 131
— dintre electrodul de comandă și cel emisiv ($U_{com\ em}$) 28, 29, 40, fig. 1.4.4, 65÷67, 78, 86, 87, 95, 102, 109, 116, 117, 123, 131
— existentă la ieșirea unui SS, a CUAG ($U_{ieș}$) 28, 30, 37, 51, fig. 1.5.9, 54, fig. 1.5.16, 68, § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 4.2.3
— existentă la intrarea unui SS a CUAG (U_{intr}) 28, 30, 37, 63, 68, § 2.2÷§ 2.4, § 4.2.3
Dipol generalizat (DG) 21
— nedirecționali (pasivi) 23÷25, 37, 41, 42, § 1.4.4, § 4.2.1, § 4.2.3
Dispozitiv, dispozitive
— active și pasive 20, 21, § 1.2, § 4.2.1
— bipolare și unipolare 25, 26, fig. 1.2.1
— cu caracteristică N (DCN) și S (DCS) 48, figurile 1.5.2, 1.5.3
— electronice 17, 20, 21, § 1.2.2, § 4.2.3
— electronic abstract 17, 21, § 1.3, 35÷37, 41, 42, 47, 64, 65÷68, 70, § 2.5
— cu flux magnetic (D-FM) 20, 24
— cu flux de purtători sarcină (D-FPS) 20, 22, 24÷26, § 1.3, 28, 29, 37
— neliniar abstract, cu trei electrozi principali (DNL-TEP) 29, 30, 31, 36, 37, fig. 1.4.2, 42, 43, 64, 65÷68, 139÷146, 175, 178, 180, 181, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— DNL-intern, DNL-extern, 31, 32, 33, 34, 37, fig. 1.4.2, 65, 66, § 2.5
Disjuncție (∪) 57
Distanțe, distanțele
— dintre electrodul de comandă și cel colector (*com-col*) 31, 32, 65÷68
— dintre electrodul emisiv și cel colector (*em-col*) 28, 31, 32, 65÷68
— dintre electrodul emisiv și cel de comandă (*em-com*) 28, 31, 32, 65÷68
Distorsiuni ale răspunsului
— în domeniul „frecvență" 39, 41, 42 74, 86, LG (2.2.3, 2.2.6, 2.3.3, 2.3.6, 2.4.3, 2.4.6), fig. 3.1.3, LG (3.1.2÷3.1.5), § 3.1, 170, 173, corecții ale distorsiunilor 175÷192, 194
— în domeniul „timp" 39, 40, 42, fig. (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG (3.1.2÷3.1.5), 170, 173, corecții ale distorsiunilor 175÷192, 194
— cu neliniaritatea caracteristicilor statice ale DNL 32, fig. 1.3.5 *b*) și *c*), 36, 83÷84, 91—92, 107, 114, 121—122, 130, 137
Divizor de frecvență 52, 54, fig. 1.5.16
Domenii
— de înaltă frecvență (*hf*) 39, 41, LG (2.2.3 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), § 3.1, 170, 173, 174, 176, Tabelul 4.2.1, 178, 179÷181, § 4.2.3, Tabelul 4.2.3, Tabelul 4.2.5
— de joasă frecvență (*jf*) 41, 42, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), 175—176, 187, Tabelul 4.2.5
— de medie frecvență (*mf*), 30, 39, fig. 4.2.3
— magnetice (DM) 24

Scanned with OKEN Scanner

Durata de impuls (t_i) fig. 1.4.1, fig. 1.4.4, 40, 41, fig. 2.2.3, fig. 2.2.6, fig. 2.3.3, fig. 2.3.6, fig. 2.4.3, fig. 2.4.6, fig. 3.1.4, fig. 3.4.3, 181, 182, fig. 4.2.5, fig. 4.2.6, fig. 4.2.8, fig. 4.2.11, fig. 4.2.12

E

Ecuații
- pe bucle și noduri LG 2.2.1 A, LG 2.2.4 A, LG 2.2.7 A, LG 2.3.1 A, LG 2.3.4 A, LG 2.3.7 A, LG 2.4.1 A, LG 2.4.4 A
- de tip cuadripol 64, 65, 67

Efecte
- dinatron, GUNN, de ionizare, tunel 48

Electrozi al DNL
- colector (*col*), de comandă (*com*), emisiv (*em*) 28, 29, fig. 1.3.5 *a*), 31, fig. 1.3.6, fig. 1.3.7, 65÷67, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2
- comun fig. 1.4.2, 37, 42, 43, 57, 64, 65, 66, 67, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2
- consecutivi (ij) 65, 67, 68, fig. 2.1.6
- de comenzi suplimentare (*ecs*) 29, 162
- de ieșire, de intrare fig. 1.4.2, 37, 43, 64, 65, 68, logigramele capitolului 2, § 3.1
- interni (*col'*, *com'*, *em'*) 66, 67, logigramele capitolului 2
- principali (*col*, *com*, *em*) 28, 29, 30, fig. 1.3.5 *a*), 31, 33, 65÷67, logigramele capitolului 2, fig. 4.2.1, 4.2.2
- secundari (*es*) 43, 162

Elipsa curbei dinamice
- simplă (la excitație monoarmonică) 40, fig. 1.4.5, fig. 1.5.4, 72
- compusă (la excitație multiarmonică), 40, fig. 1.4.5, 48, 49, fig. 1.5.2, fig. 1.5.3, fig. 1.5.15, 152, fig. 3.1.3, fig. 4.2.4

Excitația pe circuitul DNL ($e_{(t)}$) 36, fig. 1.4.2, 37, 38÷42, § 1.5.2, § 1.5.3, § 1.5.4, 65÷67, Tabelul 2.1.1, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG 3.1.2÷3.1.5, fig. 4.2.1, 4.2.2, Tabelul 4.2.6 și 4.2.7

Există (∃) 45, relațiile 3.1.3÷3.1.6

F

Factorul de transfer al unei structuri sau al unui sistem de structuri ($K_{(j\omega)}$), 38, 39, Tabelul 2.1.1, § 2.1.5, LG (3.1.2÷3.1.5), § 4.1 ($M_{(j\omega)}$), § 4.2.1 ($M_{(j\omega)}$)

Familia de circuite electronice {CIE} 25, fig. 1.2.1, 26, 34, 46, 70
- de pulsații înalte $\{\omega_i\}$ 41, 74, LG 3.1.2, LG 3.1.3, § 3.2.1, 169÷174, fig. 4.2.3, Tabelul 4.2.1, 178, Tabelul 4.2.5
- de pulsații joase $\{\omega_j\}$, 41, 42, 74, LG 3.1.4, LG 3.1.5, § 3.2.2, 169÷174, fig. 4.2.3, 178, Tabelul 4.2.5

Faza semnalului (φ) 39, 48, 49, 52, 53, 57, 58, 62, LG (3.1.2÷3.1.5), 242÷243, LG 4.2.5

Filtrare 46, 175, 176

Filtru trece jos (FTJ) 74, trece sus (FTS) 74, trece bandă (FTB) 74, fig. 4.1.1, LG 4.2.5

Flux de purtători de sarcină (FPS) 17, 20, 21, 24, § 1.3, 48, 64, 65, 66, 152
- FPS-bipolar 27, 28, FPS-unipolar 27
- FPS-negativ (FPS-*n*), FPS-pozitiv (FPS-*p*), 24, 27, 152, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2, fig. 4.2.6
- magnetice (FM) 20

Formatorul (F) 20
- formatorul de impulsuri (FI) 50, 51, 52

Frecvență în banda structurii (f) 23, 38, 39, 40, § 2.1.5 (73÷76), 154÷162
- frecvența de cvasirezonanță (f_{cvr}) 19
- frecvență înaltă (f_i) 33, 39, 41, 42, Tabelul 2.1.1, 74, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG 3.1.2, LG 3.1.3, 176, Tabelul 4.2.1, Tabelul 4.2.3, Tabelul 4.2.5
- frecvență joasă (f_j) 39, 41, 42, Tabelul 2.1.1, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), 74, 153÷156, LG 3.1.4, LG 3.1.5, 175, Tabelul 4.2.1, Tabelul 4.2.3 (pct. 3), Tabelul 4.2.5
- frecvență limită 74, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), § 3.1, § 3.2, 169÷174, LG 4.2.5
- frecvența medie (f_m) 39

Frecvența semnalului (f) 40, fig. 1.5.4, § 2.1.5, LG (3.1.2÷3.1.5), 183, Tabelul 4.2.3, Tabelul 4.2.5

Funcțiile de pulsație $f_{(\omega)}$ 38, 39, 46, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG (3.1.2÷3.1.5), LG 4.1.1, fig. 4.2.3, LG (4.2.1, 4.2.5)

Funcții de timp $f_{(t)}$ 36, fig. 1.4.1, fig. 1.4.3, 46, 51, fig. 1.5.9, 54, fig. 1.5.16
- exponențială 46, 51, 54, 74, fig. 2.2.3, fig. 2.2.6, fig. 2.3.3, fig. 2.3.6, fig. 2.4.3, fig. 2.4.6, LG 3.1.2÷3.1.5
- indicială ($h_{(t)}$) 38, 39, Tabelul 2.1.1, LG 2.2.3, LG 2.2.6, LG 2.3.3, LG 2.3.6, LG 2.4.3, LG 2.4.6, fig. 3.1.4, 154÷160
- nesinusoidală 39, fig. 4.2.5, Tabelul 4.2.14, fig. 4.2.13, 181, 182, 184, 185, 186
- rampă simplă sau dublă 38, 39, 161, 162
- salt unitate 38, 39 (vezi funcția indicială)

Scanned with OKEN Scanner

— sinusoidală 36, fig. 1.4.1 *a*), 38, 39, 41, fig. 4.2.15, fig. 4.2.16, 188, 189, fig. 4.2.15 și 4.2.16
— sinusoidală, amortizată exponențial 46
— treaptă (salt, Heaviside) 38, 39, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), (vezi funcția salt înainte)
Funcții electronice fundamentale 17, 21, § 1.5.1 (46÷58), 175, § 4.2.3, § 4.2.4
— de amplificare în curent (A_i) 21, 30, în tensiune (A_u) 21, 28, 30, LG (2.5.1÷2.5.3), 141÷145, 153, 154, LG (3.1.2÷3.1.5)
— de amplificare în putere (A_p) 21, 30
— de direcționare a FPS (direcționalitate) 23, 24, 25
— de formare F
— de funcții logice (FL, *y*) 21, 46, § 1.5.5 (163÷165)
— fundamentale (FLF), combinaționale (FLC) și secvențiale (FLS) 46, 56, 58, 163÷165
— de impulsuri (FI), de semnale 21, 50, 51, 52, § 1.5.3
— dreptunghiulare (FID) 46
— triunghiulare-trapezoidale (FIT-TR) 46, 50, fig. 1.5.7, fig. 1.5.8
— de heterodinare (H) sau amestecare (mixare) 21, 46, § 1.5.4
— de memorare de stări staționare (MEM) 21, 46, 53, 54, § 1.5.3
— de modulație (M) 21, 48, § 1.5.4
— de oscilare (O) 21, 4,6 § 1.5.2 (autooscilație)
— reacția LG 4.2.1, LG 4.2.5
— de redresare, limitare, selecție a polarității (RLS) 21, 46, § 4.2.3
— de selecție, discriminare și comparare (SDC) 46

G

Gaz remanent sau de umplere 27, 31, 33, 34
Generare internă de curent 30, 31, fig. 1.3.6, fig. 1.3.7, fig. 1.3.8, 65÷68, § 2.2, § 2.3, § 2.4, sau de tensiune 30, 67
Generator și formator de impulsuri
— dreptunghiulare (GFID) 46, § 1.5.1, § 1.5.2
— triunghiular-trapezoidale (GFIT-TR) 46, fig. 1.5.7, fig. 1.5.8
Generator de impulsuri (GI) 46÷50
— dreptunghiulare (GID) 49, 50
— triunghiular-trapezoidale (GIT-TR) 50, fig. 1.5.7, fig. 1.5.8
Generator de semnal (GS) 36, 37, fig. 1.4.2, 63, § 2.1.2, (GS-RN, GS-RI1, GS-RI2) 68, 69
Gol (în gol), la un braț în rețeaua CUAG de exemplu 40, 45, 70 (CPT), 71, LG 2.2.2, LG 2.2.5, LG 2.2.8, LG 2.3.2, 111, LG 2.3.5, 119, LG 2.3.8, LG 2.4.2, 134, LG 4.2.5
Grad de modulație 46

H

Hardware (hard) 20
Heterodina-heterodinare 21, 46

I

Impedanță
— asociată distanțelor dintre electrozi (notație generică z_k ; notație specifică $z_{com\ col}$ sau z_{32}, $z_{em\ col}$ sau z_{12}, $z_{em\ com}$ sau z_{13}) 31, fig. 1.3.6, 32, fig. 1.3.7, 33, fig. 1.3.8, 34, 65, 66, 82, 91, 106, 113, 120, 127, 136
— centrală a DNL-extern (z'_k) 65, fig. 2.1.3, fig. 2.1.4, fig. 2.1.5, 72 (vezi RPz)
— CUAG (vezi și „admitanțe")
— de ieșire, de intrare, de reacție, de transfer 66, fig. 2.1.4
— de cuplaj (Z_c) 36, 37, fig. 1.4.2, 45, 68, 150, fig. 3.1.1, 152, 154, LG 3.1.4
— Z_{c1} (cuplaj între GS și (S), Z_{c2} (cuplaj între CA și un circuit beneficiar) 36, 37, fig. 1.4.2, 42, 43, 50, 68, Tabelul 1.4.1, fig. 2.1.6, 150÷157, 175, 176, 180, 181
— de cuplaj preponderent capacitivă (Z_cPC) 45, Tabelul 1.4.1, fig. 1.5.8, Tabelul 3.1.1, 151, LG 3.1.4, § 3.1, § 4.2.1
— de cuplaj preponderent inductivă (Z_cPL) 45, Tabelul 1.4.1, fig. 1.5.8, 150÷153, LG 3.1.5, 160
— echivalentă de pierderi a DNL (z_{DNL}) 47, 48
— electronică 48
— exterioară CUAG (Z) în care e incorporat și Z_c (Z_{sc}) 68, fig. 2.1.6, 69, 71, 72, 76, § 3.1
— negativă 47, 48, fig. 1.5.2, fig. 1.5.3

Scanned with OKEN Scanner

— de sarcină în circuitul DNL (Z_s) 35, 36, fig. 1.4.2, 39, 40, 43, Tabelul 1.4.1, 45, 69, 71, 75, toate LG din paragrafele 2.2, 2.3, § 3.1, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— Z_s preponderent inductivă (Z_sPL) 44, Tabelul 1.4.1, 50, fig. 1.5.8, 52, 68, 69, toate LG din § 2.2, § 2.3, § 2.4, LG 3.1.3 LG 3.1.5
— Z_s preponderent rezistivă (Z_sPR) 43, Tabelul 1.4.1, 50, fig. 1.5.7, 51, 52, 53, 68, 69, toate LG din § 2.2, § 2.3, § 2.4, LG 3.1.2, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2, fig. 4.2.6, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— rezonantă (Z_s REZ) 44, Tabelul 1.4.1, 50, 55, 56
— de sarcină suplimentară (Z_{ss}) 37, fig. 1.4.2, 41, 43, 44, Tabelul 1.4.1, 45, 68, 69, 72, toate LG din § 2.2, § 2.3, § 2.4 și § 2.5, și generalizată ($Z_s \bigcup Z_{ss}$, Z_{sg}) 45
— unui electrod oarecare (z_{int}, y_{int}) 66, 67, 70, 71, toate LG din § 2.2÷2.5
Implicație 38, 39, 41, 49, 52, 53, 55, 56, 58, toate LG din cap. II, cap. III, cap. IV fig. 4.28, fig. 4.2.11
Impulsuri (I) 35, 38, 40, fig. 1.4.4, 49, 50÷52, 179, 181, Tabelul 4.2.2, fig. 4.2.8, fig. 4.2.11, Tabelul 4.2.4
— dreptunghiulare (ID) fig. 1.4.4, 50, 51, 52, 53, vezi „funcție indicială"
— triunghiular-trapezoidale (IT-TR) fig. 1.5.7, fig. 1.5.8, 50, § 4.2.1, § 4.2.2
Inductanță, inductanțe (L) 23, 24, 32, 33, § 3.1, LG 3.1, 176÷178
— cuplate 23, 24, Tabelul 1.4.1, fig. 3.1.2, LG 3.1.5
— mutuală a transformatorului (L_M, M_{12}, M_{21}, M) 44, Tabelul 1.4.1, fig. 3.1.2, Tabelul 3.1.1, LG 3.1.3, 3.1.5
— porțiunii k a ST, neliniară, dependentă de FPS (L_k, L_{kNL}) 32, fig. 1.3.7, 33, 65
— proprie a electrodului de colector ($L_{int\ col}$), de comandă ($L_{int\ com}$), emisiv ($L_{int\ em}$), sau a unui electrod oarecare (L_{int}) 33, fig. 1.3.8, fig. 2.1.4
— primarului (L_1) 44, Tabelul 1.4.1, Tabelul 2.1.1, fig. 3.1,1, LG (3.1.3, 3.1.5)
— sarcini (L_s) 44, Tabelul 1.4.1, Tabelul 3.1.1, LG 3.1.5, LG 4.2.1, 247
— de scăpări (L_{sc}), în primar ($L_{sc\ 1}$), în secundar ($L_{sc\ 2}$), 150÷160, Tabelul 3.1.1, LG 3.1.3
— secundarului (L_2) 44, Tabelul 1.4.1, fig. 3.1.2, LG 3.1.3, 3.1.5)
Instabilitate (a oscilației) 47, fig. 1.5.1, 48, Tabelul 4.2.5 pct. 4°
Intersecție logică ($\bigcap$) 57, 163, Tabelul 3.3.1
Ioni, ionizări, procese de ionizare
— gaz remanent, vapori de Hg 27, 31, 33, 34, 70
Lanțul de amplificare 41, 45, 68, fig. 2.1.6, fig. 4.2.2, 176÷178
— de cuplaj 42, 45, 68, 69, § 3.2, fig. 4.2.1, 175÷176, 180—181
Limitare — (regim de limitare, regim forțat) fig. 1.4.1 *b*) și *c*), 43, 178÷181, 182÷189
Lungime a porțiunii k a ST (l_k) 32, 34, 65

M

Majoranți ($\mathcal{M}$), familia lor $\{\mathcal{M}\}$, $\{1_L\}$ și minoranți (m), familia lor $\{m\}$, $\{0_L\}$ 56, 163, 164, Tabelul 3.3.2
Mărimi caracteristice ale cuadripolului CA ca MF (MCC) 68, 71, 72, 73, 79, 81, 83, 103, 113, 146, Tabelul 4.2.1
Memorarea, memoria (MEM) 21, 46, 50, 53, 54
Modul (vezi $|M_{(j\omega)}|$ la „amplificarea de tensiune) 62, § 4.1, 176÷178
Modulația, modulatorul (M) 21, 46, 55, 56
Montaj fundamental (MF) 42, 43, § 1.4.3, 50, 52, fig. 1.5.11, 53, fig. 1.5.14, 57, 64, 68, 69, 70, 73, 77, 94
COL, COM, EM 42, 43, § 1.5, 62, § 2.2, § 2.3, § 2.4
natural (COM) 42, 65, 66, 67
Montare în paralel (||), în serie (Σ) 21, § 1.5.4, 55, 56, 76, 77, fig. 2.2.2, fig. 2.2.5, fig. 2.3.2, fig. 2.3.5, fig. 2.3.8, fig. 2.4.2, fig. 2.4.5, § 4.2
Monostabil, cu AI-Z_sPL, cu AI-Z_sPR 52, fig. 1.5.11, fig. 1.5.12

N

Negare (NU, barare) 56, 57, fig. 1.5.20, § 3,3.
Nivel staționar, cvasistaționar (CVS) 38, 41, 42, 54, 56, fig. 3.1.3, § 3.1
Nuluri : vezi zero-uri ale funcției complexe"
Numărul de spire din primarul transformatorului (n_1) și din secundarul transformatorului (n_2) 44, 56, 151, fig. 3.1.2, LG (3.1.3, 3.1.5)

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

O

Obiectivarea proiectării 22, 170, 175÷178
Organizare structurală, sistemică în electronica de circuit 22
Oscilație, oscilator (O) 21, § 1.5.2
Oscilație neliniară, oscilator neliniar (O_{NL}) 49, 51, 52, 53, § 1.5.3

P

Paralel (||) 21, 45, 55, 56, 76, 77
Parametri : admitanță ($y \in y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$), conductanță mutuală sau pantă (S, g_m), factor static de amplificare (μ), hibrizi ($h \in h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$), rezistență internă ($R_i$) 62, 65÷67, LG-ele capitolului II, III și IV
Parametrii de curent alternativ 63, 65 (vezi RPE în LG cap. II), de curent continuu 63, 70, 71, LG 3.1.2÷3.1.5
Parametrii de gol (G) și de scurtcircuit (SC) 62, 63, relațiile 3.1.3÷3.1.6, 153, 154
Parametrul de comandă a curentului principal prin DNL (P_{com}) fig. 1.3.5 *b*), 36
- la blocarea DNL ($P_{com\ bl}$), la conducție $P_{com\ cd}$), fig. 1.3.5 *b*), 30, 36, 72, 73, 151, 152, fig. 4.2.4
- la conducție maximă ($P_{com\ cd\ max}$, $P_{com\ sat}$) 30, 36, fig. 4.2.4

Parte din ciclul limită ($\mathcal{P}_{CIL}$) 54, fig. 1.5.15, fig. 1.5.16, 151, 152, 250, 252
Perioada semnalului (T) 50, 51, fig. 1.5.9, 52, 161, 162, § 4.1
Permeabilitate
- dielectrică a materialului care formează electrozii și sistemul lor de prindere (ε_{int}) 33 a porțiunii k a ST, dependentă de FPS (ε_k, $\varepsilon_{k(FPS)}$) 32
- magnetică a materialului care formează electrozii și sistemul lor de prindere (μ_{int}) 33 a porțiunii k a ST, dependentă de FPS (μ_k, $\mu_{k(FPS)}$), 32

Permutare 42
Pol al unei funcții complexe 73÷76, 77, 100, 101, 122, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3. 2.4.6)
Polii funcției de transfer în tensiune LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG (3.1.2, 3.1.3), 154, 169, LG 4.2.5
Polarizare de condiționare a funcționării (PCF) 51, 52, 53, 54. § 1.5.3
Proiectare electrică unitară a circuitelor electronice (PUC) 22,
Proprietatea de direcționalitate asupra unui FPS 21, § 1.2.2, fig. 4.2.1, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
Proprietăți CUAG 21 (vezi „MCC") § 1.4.2, fig. 2.1.4, § 2.2, § 2.3, § 2.4, § 2.5
Pulsația de cvasirezonanță (ω_{cvr}) 74, fig. 4.1.1, 170, 178
- înaltă(ω_i) 41, 42, Tabelul 2.1.1, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG (3.1.2, 3.1.3), 154, LG 3.1.2, LG 3.1.3, 169÷174, 176÷178, 190
- joasă (ω_j) 41, 42 (idem ω_i) 154, LG 3.1.4, LG 3.1.5, 175—176, 190

de semnal (ω) 38÷42, 44, 49, 64, idem ω_i, Tabelul 4.2.5
Tabelul 4.2.5
Punct de funcționare al DNL
- în regim dinamic liniar, cvasiliniar (M', M'') 35÷37, § 1.5.1÷1.5.4, 72, 73, (vezi „clasa" A'')
- în regim dinamic neliniar (M_1, M_2) 35÷37, 72, 83, 91, 99, 100, 107, 114, 121, 130, 137, 151, 152, 163÷165, fig. 4.2.4, 178÷180
- în regim static (M_0) 35÷37, fig. 1.4.1 *a*, 62, 63, 73

Puterea de disipație maximă la electrodul colector ($P_{d\ col\ max}$) 30, fig. 1.3.5 *b*), 163, § 3.3.5

R

Raportul de transformare între secundar și primar, la transformator $\left(n = \frac{n_2}{n_1}\right)$ 44, 56, 151, 152, 154, LG (3.3.1, 3.1.5), 160
Răspunsul în timp al unei structuri sau al unui sistem de structuri la o excitație $e_{(t)}$, ($r_{(t)}$) 38÷42, § 1.4.3, fig. 1.5.9, fig. 1.5.16, 72, 74, Tabelul 2.1.1, 84, fig. 2.2.3, LG 2.2.3, 92, fig. 2.2.6, LG 2.2.6, fig. 2.3.2, LG 2.3.2, fig. 2.3.6, LG 2.3.6, fig. 2.4.3, LG 2.4.3, fig. 2.4.6, LG 2.4.6, 150÷153, LG (3.1.2÷3.1.5), fig. 4.2.5, fig. 4.2.8
- în regim static (M_0) 35—37, fig. 1.4.1 *a*, 62, 63, 73
- în tensiune ($r_{u(t)}$) 40, fig. (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.2, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG (2.1.3÷3.1.5), fig. 4.2.8. Tabelul 4.2.2 fig. 6.2.11, fig. 4.2.12, Tabelul 4.2.4, fig. 4.2.15, fig. 4.2.16
- în curent ($r_{i(t)}$) 40, fig. 4.2.5, fig. 4.2.6

Reactanță
- a porțiunii k a ST (x_k) 32, ($x_k^{-1} = b_k$) 65 capacitivă a cuplajului (X_C) 65, 152, Tabelul 3.1.1, 153, LG 3.1.4, 176
- inductivă, a cuplajului (X_l) 152, Tabelul 3.1.1, 153, LG 3.1.5, Tabelul 4.2.1
- proprie unui electrod oarecare (x_{int}) 33, 65, 66, 67, toate LG din cap. II

Reacție, cale de reacție (R_φ) 48, 49, 50, 52, 53, fig. 4.2.17, 258÷263
- negativă ($R_{\bar{\varphi}}$) 189÷192, LG 4.2.5 Tabelele 4.2.6 și 4.2.7

— pozitivă (R_φ^+) 49, 50, 52, 53, 189÷192, LG 4.2.5
Redresarea, limitarea, selectarea polarității (RLS) 15, 54, 182÷189
Regimul de lucru 35, 36, § 1.4.1, 68, 69, 77, 86, 94, 101, 109, 116, 122, 131
— de clasă A, liniar 21, 35, 43, fig. 1.5.4, 68, 69, 73, LG (2.3.2, 2.3.5, 2.3.8), LG (2.4.2, 2.4.5)
— de comutație (tranzitoriu) 38÷42, fig. 4.2.4, 178÷81
— directă (CD) 40, 178, 179, § 4.2.3
— inversă (CI) 40
— dinamic fig. 1.5.4, 65÷68, toate LG cap. II
— forțat, de limitare fig. 1.4.1 *b*) și *c*), 36, § 4.2, fig. 4.2.4
— neliniar 22, 40, fig. 1.4.5, 43, 49, cap. II, cap. III, 163, § 4.2
— staționar, cvasistaționar (CVS) 41, 42, fig. 1.5.9, 53, 54, 65, 150÷160
— de studiu al CUAG
— normal (N) 68, 69, 77÷86, 101÷109, 122÷131, § 3.1, § 4.2
— invers unui (I1) 69, 86÷94, 109÷116, 131÷139, § 4.2
— invers doi (I2) 69, 94÷101, 116÷122
Reglarea parametrilor de semnal 55, 57, 189÷190
Relație, relații
— de maximă generalitate (RMG) 22, 31, 62, toate LG cap. II
RMG-N 68, 69, 77, 101, 122, LG (2.2.1 A și B, 2.3.1 A și B, 2.4.1 A și B)
RMG-I1 69, 86, 109, 131, LG (2.2.4 A și B, 2.3.4 A și B, 2.4.4. A și B)
RMG-I2 69, 94, 116, LG (2.2.7 A și B, 2.3.7 A și B)
— de ordine fig. 1.2.1, 84, 92, 104, 106, 114, 122, 125, 133, 137, LG (2.5.1, 2.5.2, 2.5.3), LG 4.2.3
— particularizate
— în funcție de amplitudinea excitației (RPE) 72, 73, LG (2.2.2 ; 2.2.5 ; 2.3.2, 2.3.5 ; 2.4.2, 2.4.5)
— în funcție de sarcina exterioară CUAG (RPZ) 72, LG (2.2.2, 2.2.3, 2.2.5, 2.2.6, 2.2.8 ; 2.3.2, 2.3.3, 2.3.5, 2.3.6, 2.3.8 ; 2.4.2, 2.4.3, 2.4.5, 2.4.6)
— tehnologic (RPT) 70, 71, 72, LG (2.2.2, 2.2.3, 2.2.5, 2.2.6, 2.2.8 ; 2.3.2, 2.3.3, 2.3.5, 2.3.6, 2.3.8 ; 2.4.2, 2.4.3, 2.4.5, 2.4.6)
Repetorul (RP) 65, 67, 68, § 2.4, § 4.2
Rezistența, rezistențe (R) 23, 24, 175÷178, fig. 4.2.4, fig. 4.2.6, § 4.2.3
— echivalentă a circuitului rezonant (R_d) 44
— firului de transformator (R_f) 151 fig. 3.1.2, 152, 154, LG (3.1.3, 3.1.5)
— filtrului de joasă frecvență (R_f) 175, 176, 177
— generatorului (r_{gen}) 68, 69, toate LG de regim I1, fig. 4.2.6, 180÷181
— de ieșire (h_{11}, r_{ies}) 62, 151÷160, § 4.2.3
la blocare ($r_{ie\ bl}$) 152, LG (3.1.2÷−3.1.5)
la conducție ($r_{ie\ cd}$) 152, LG (3.1.2÷÷3.1.5), fig. 4.2.6, 180÷181
— impedanței de cuplaj la Z_cPC(R_c) § 3.1, fig. (3.1.1, 3.1.2), LG (3.1.2, 3.1.4), 175, 176, 181
— impedanței de sarcină principală la Z_sPR(R_s) 76, 151, 152, 154, LG (3.1.2, 3.1.4), 175÷178, Tabelul 4.2.1, 181, Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— impedanței de sarcină principală reflectată din secundar (R'_s) 44, 152, 154, LG (3.1.3, 3.1.5)
— impedanței de sarcină secundară Z_{ss} (R_{ss}) 44, 45, Tabelul 1.4.1
— toate logigramele capitolului II, fig. 3.1.1, fig. 3.1.2
— internă la TCG, TCV (R_i) 62
— negativă ($R > 0$) 47, 48
— porțiunii k a ST (r_k) 32, neliniară (r_{kNL}) 32, inversul ei $r_k^{-1} = g_k$) 65
— proprie a electronului colector ($r_{int\ col}$), de comandă ($r_{int\ com}$), emisiv ($r_{int\ em}$), 33, 66, 67
— proprie a unui electrod oarecare (r_{int}) 33, 67, toate LG cap. II
Rezistivitate
— a materialului care formează electrozii și sistemul lor de prindere (ρ_{int})33
— a porțiunii k a ST (ρ_k, $\rho_{k(FPS)}$) 32
Reuniune ($\cup$) 57
Rețeaua DNL-intern, DNL-extern 33, 34, rețeaua CUAG 66, 67, toate LG cap. II și III

S

Sarcini imobile (S) 33
SAU (+, ∔, $\cup$) 57
Schema
— astabilului cu AI-Z_sPL, AI-Z_sPR 50
— bistabilului cu AI-Z_sPR, 53
— CA, CIEA, fig. 1.4.2, 68, 70, 151, fig. 3.1.5÷3.1.8 în LG 3.1.2÷3.1.5, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2, fig. 4.2.6
— echivalentă naturală „π" 42, fig. 1.3.1÷1.3.4, 65÷67, LG (2.2.1 A, 2.2.4 A, 2.2.7 A ; 2.3.1 A, 2.3.4 A, 2.3.7 A ; 2.4.1 A, 2.4.4 A)

Scanned with OKEN Scanner

— de limitare fig. 4.2.7, Tabelul 4.2.2, fig. 4.2.9, fig. 4.2.10, fig. 4.2.13, Tabelul 4.2.4, fig. 4.2.4
— monostabilului cu AI-Z_sPL și AI-Z_sPR 52

Scurt circuit (SC) 40, 45, 62, 72 ($Z_{ss} = 0$), 153, 154, fig. 3.1.4
Secțiunea porțiunii k a ST, modulată de FPS (s_k, $s_{k(FPS)}$) 32, 34, § 1.3.2, 65÷67
Selectare, discriminare, comparare (SDC) de impulsuri (SDCI) 46
Semiciclu de comutație directă (M_1AM_2) și inversă (M_2BM_1) 54, fig. 1.5.15, 151, 152, fig. 3.1.3, § 4.2.3, 178÷180
Semnal ($e_{(t)}$, $r_{(t)}$) § 1.4.2, § 1.5, fig. 2.1.1÷2.1.3, fig. 2.1.5, 72, 71, LG 2.1.1, 82, 83, 91, 92, 99, 100, 106, 113, 114, 120, 121, 127, 128, 136, 137, 154, 163, fig. 3.3.1, 164, 172 (fig. 4.1.4)
Serie (Σ) 21, 45, 55, 76, 77
Serie matematică, Mac Laurin 72, 73, § 2.2.2, § 2.2.5, § 2.2.8, § 2.3.2, § 2.3.5, § 2.3.8, § 2.4.2, § 2.4.5
Sistem de structuri (SS), fundamental (SFS) 21, 37, § 1.5, § 2.1.2, fig. 2.1.6, fig. 4.1.4
Spațiul de tranzit (ST) 20, 28, fig. 1.3.1÷1.3.4, 64, 65, 81÷83, 89÷92, 104÷107, 112÷114, 119÷122, 126÷130, 135÷137, 145÷146
Spectrul funcției treaptă, al excitației 38÷42, 73÷76, LG 2.1.1, § 3.1
Stabilovolt 48
Stări instabile, stabile 47, 48, 51, 53, 146, Tabelul 4.2.5, pct. 3° și 4°
Structură, structuri
— nedirecționale § 1.2.1, 23, 24, 37, § 1.4.4, § 3.1
— unidirecționale sau direcționale 19, 21, 37, 80, toate LG cap. II, III și IV

Succesiunea $A_i \rightarrow A_u \rightarrow A_i \rightarrow A_u$ 40, fig. 3.1.1, 151÷153, fig. 4.2.4, 178÷180
Susceptanța porțiunii k din ST sau a celei cuprinsă între electrozii i, j (b_k) 65

Ș

ȘI (x, $\dot{x}$, $\cap$) 57, 163÷165
Șunt 40, 68, 151, fig. 3.1.5÷3.1.8 (pasivizarea E_{al})

T

Tangenta unghiului electric (tg α, tg β) 35, 152, 179, fig. 4.2.4
Tensiuni
— de alimentare (E_{al}), 35—37, § 1.5, 65, 151, 152, LG 3.1.4, fig. 4.2.1, fig. 4.2.2 179, fig. 4.2.6. Tabelele 4.2.6 și 4.2.7
— pe dispozitiv (U_{disp}) 29, 30, 35, 36, 40, 48, 49, 54, 62, 63, 152, 179 efective 33, 34, fig. 1.3.8, toate figurile din LG-ele cap. II ($u_{col'\,em'}$, $u_{com'\,col'}$, $u_{em'\,com'}$)
— pe electrozi 29, 33, 37, fig. 2.1.5, 67, 68
— exterioară (E_{ext}) 36, Tabelele 4.2.2 și 4.2.4
— la ieșirea unui SS (U_{ies}) 28, 30, 37, 63, 64, 151÷160, 162, 163, 164, § 4.2.3
— la intrarea unui SS (U_{intr}) 28, 30, 37, 63, 64, 151, 154÷158, 163, 164, § 4.2.3
— de ionizare 33, 145, 146

Teorie unitară a circuitelor electronice 21, 22, 26, 38, cap. II, 68, 70, 76, § 2.5, § 4.2
Testare, impuls de testare 38, 39, § 1.4.2, § (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6)
Timpul t, axa timpului
— de comutație (t_c) 38, 40, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), fig. 2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), 178, 185, 186, Tabelul 4.2.3, Tabelul 4.2.5
  — directă (t_{cd}) 40, 41, 51, 52, 152, 154, LG 3.1.2, LG 3.1.3, 179, 180, 182, 183, 190
  — inversă (t_{ci}) 40, 41, 51, 52, 151, 153, 154, LG 3.1.2, LG 3.1.3, 180, 181, 183, 190
— de comutație al excitației $e_{(t)}$ (t_{ce}) 38, 39, 161, 162, 185÷186
— de comutație al funcției indiciale $h_{(t)}$, (t_{ch}) 38, 39, LG 2.1.1
— de comutație al răspunsului $r_{(t)}$ (t_{cr}) 39÷41, 73÷76, LG 2.1.1, § (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), LG 3.1.2, LG 3.1.3, 160÷162, 173, 178 (vezi t_c)
— de palier (t_p) 41, 152, fig. 3.1.3, fig. 3.1.4, LG (3.1.4, 3.1.5), 153, 154, 175, 176, 181, 186
  — în punctul de funcționare M_1 (t_{p1}) și M_2 (t_{p2}) 41, 51, 52, 152÷154, fig. 3.1.3, fig. 4.2.6

Tip tehnologic 20, 25, LG-ele cap. II
Tiristoare 48
Transformare de impedanță 83, în toate LG cap. II, § 3.1.2
— fundamentală (TFI) (83, 89, 92, 97)$_{COM}$, (104, 106, 111, 114, 119)$_{EM}$, (125, 128, 134, 137)$_{COL}$
— globală (TGI) (89, 97)$_{COM}$, (111, 119)$_{EM}$, (125, 134)$_{COL}$

Scanned with OKEN Scanner

Transformator (TF) 24, 23, 44, 151, 159
Tranzistoare bipolare (TB) 20, 24, 25, fig. 1.2.1, 27÷29, 31, 34, 42, LH-ele, cap. II (aliate TBA, difuzate TBD)
cu efect de cimp (TEC), cu joncțiune (TEC-J), cu canal (TEC-MOS) 20
unipolare (TU) 20, 25, fig. 1.2.1, 27÷29, 31, 42, LG-ele cap. II
Tratare clasică 20, 72, 76, relațiile 3.2.8, 3.2.9
Trei electrozi principali (TEP) 29÷31, 36, 43, fig. 2.1.1, fig. 2.1.2, 70, 145, 146, fig. 3.1.1, fig. 3.1.2
Tuburile cu gaz (TCG), cu vid (TCV) 20, 24÷26, fig. 1.2.1, 27÷29, 70, LG (2.2.2, 2.2.3, 2.2.5, 2.2.6, 2.2.8), LG (2.3.2, 2.3.3, 2.3.5, 2.3.6, 2.3.8), LG (2.4.2, 2.4.3, 2.4.5, 2.4.6)

U

Unghiul electric dintre R_s și caracteristicile statice ale DNL (α) 35, 152, 179
Unu logic (1_L, 1) 56, 163÷165
Variabilă logică (x_1) 57, 58, 163÷165

V

Variații (Δ) ale:
- condițiilor de mediu, de funcționare 46, 71, Tabelul 4.2.1, Tabelul 4.2.5
- curentului anodic (ΔI_a) 62
- curentului prin dispozitiv (ΔI_{disp}) 40
- curentului de ieșire (ΔI_{ies}) 30
- curentului de intrare (ΔI_{intr}) 30
- diferenței de potențial dintre *col* și *cm* ($\Delta U_{col\ cm}$) și dintre *com* și *cm* ($\Delta_{com\ cm}$) 28
- tensiunii anod-catod (ΔU_{ak}) 62
  - grilă-catod (ΔU_{gk}) 62, 63
  - de ieșire (ΔU_{ies}), de intrare (U_{intr}) 28, 30

Vapori de Hg (la TCG) 31
Viteza de mișcare a punctului de funcționare (v_M) 38÷41, 151÷153

Z

Zeroul unei funcții complexe 73, 74, 76, 77, 84÷86, 92÷94, 107÷109, 114÷116, 129÷131, 137÷139, LG (2.2.3, 2.2.6 ; 2.3.3, 2.3.6 ; 2.4.3, 2.4.6), 154, LG 3.1.4, LG 3.1.5, § 3.1.2, § 3.2.2, 165, § 4.1, Tabelul 4.2.5
Zero logic (0_L, 0) 56, 163÷167
Zone pe caracteristicile statice
- fictivă la blocare 180÷181, fig. 4.2.4
- fictivă la conducție fig. 4.2.4, 179÷181
- normală, activă, liniară (M′M″) fig. 1.4.1, 37
- normală, activă, neliniară (M_1M_2) fig. 1.4.1, 35÷37, fig. 3.1.3, 151, 152, fig. 3.3.1, 180, 181, fig. 4.2.4

Scanned with OKEN Scanner